

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
6 December 2001 (06.12.2001)

PCT

(10) International Publication Number
WO 01/93441 A1

(51) International Patent Classification?: **H04B 1/69**

(21) International Application Number: **PCT/US00/17087**

(22) International Filing Date: **22 June 2000 (22.06.2000)**

(25) Filing Language: **English**

(26) Publication Language: **English**

(30) Priority Data: **60/207,225** **26 May 2000 (26.05.2000)** **US**

(71) Applicants and

(72) Inventors: **MCCORKLE, John, W.** [US/US]; Xtreme-spectrum, Inc., 7501 Greenway Center Drive, Suite 760, Greenbelt, MD 20770 (US). **ROFHEART, Martin** [US/US]; Xtremespectrum, Inc., 7501 Greenway Center Drive, Suite 760, Greenbelt, MD 20770 (US).

(74) Agents: **LYTLE, Bradley, D. et al.**; Oblon, Spivak, McClelland, Maier & Neustadt, P.C., 1755 Jefferson Davis Highway, Fourth Floor, Arlington, VA 22202 (US).

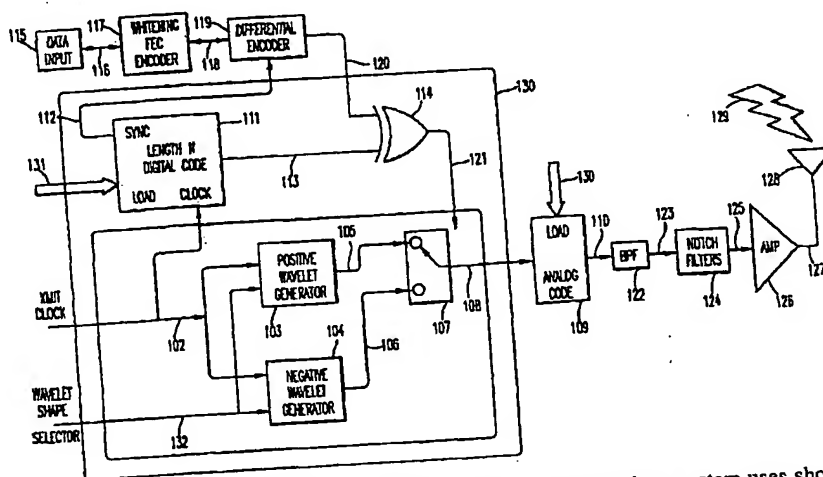
(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW.

(84) Designated States (*regional*): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:
— with international search report

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: **ULTRA WIDE BANDWIDTH SPREAD-SPECTRUM COMMUNICATIONS METHOD AND SYSTEM**



(57) Abstract: An ultra wide bandwidth, high speed, spread spectrum communications system uses short wavelets (103, 104) of electromagnetic energy to transmit information through objects such as walls or earth. The communication system uses baseband codes formed from time shifted and inverted wavelets (103, 104) to encode data on a RF signal. Typical wavelet pulse durations are on the order of 100 to 1000 picoseconds with a bandwidth of approximately 8 GHz to 1 GHz, respectively. The combination of short duration wavelets and encoding techniques are used to spread the signal energy over an ultra wide frequency band such that the energy is not concentrated in any particular energy band (e.g. VHF: 30-300MHz or UHF: 300-1000MHz) and is not detected by conventional narrow band receivers so it does not interfere with those communication systems.

WO 01/93441 A1

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号
特表2003-535552
(P2003-535552A)

(43) 公表日 平成15年11月25日 (2003.11.25)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード (参考)
H 0 4 J 13/00		H 0 3 M 7/30	A 5 J 0 6 4
H 0 3 M 7/30		H 0 4 J 13/00	Z 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全178頁)

(21) 出願番号 特願2002-500550(P2002-500550)
(86) (22) 出願日 平成12年6月22日 (2000.6.22)
(85) 翻訳文提出日 平成14年11月26日 (2002.11.26)
(86) 国際出願番号 PCT/US00/17087
(87) 国際公開番号 WO01/093441
(87) 国際公開日 平成13年12月6日 (2001.12.6)
(31) 優先権主張番号 60/207, 225
(32) 優先日 平成12年5月26日 (2000.5.26)
(33) 優先権主張国 米国 (US)

(71) 出願人 エクストリームスペクトラム, インコーポ
レイテッド
アメリカ合衆国, バージニア 22182, ビ
エンナ, リーズバーグ パイク 8133, ス
イート 700

(72) 発明者 マコークル, ジョン ダブリュ.
アメリカ合衆国, メリーランド 20770,
グリーンベルト, グリーンウェイ センタ
ー ドライブ 7501, スイート 760, エ
クストリームスペクトラム, インコーポレ
イテッド

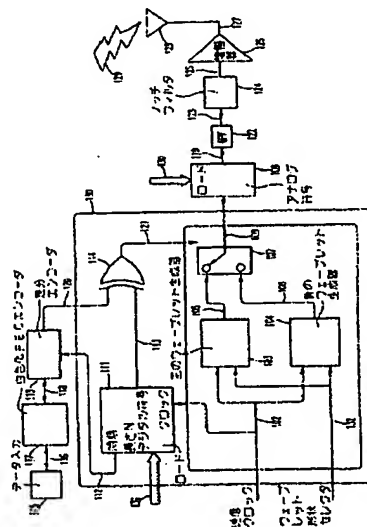
(74) 代理人 弁理士 石田 敬 (外4名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 超広帯域スペクトル拡散通信方法及びシステム

(57) 【要約】

電磁エネルギーのショートウェーブレット (103、104) を使用して壁や地面などの物体を通して情報を送信する超広帯域、高速、スペクトル拡散通信システム。本通信システムは、時間シフト及び反転したウェーブレット (103、104) から形成されたベースバンド符号を使用してRF信号上のデータをエンコードする。通常のウェーブレットパルス幅は100~1000ピコ秒のレベルであり、帯域幅は約8GHz~1GHzである。短い幅のウェーブレットとエンコード技術の組み合わせを使用し、エネルギーが特定のエネルギー帯 (例: VHF (30~300MHz) 又はUHF (300~1000MHz)) に集中せず従来の狭帯域受信機によって検出されないように極めて広い周波数帯にわたって信号エネルギーを拡散するため、これらの通信システムとは干渉しない。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 データを送信する装置であって、
所定の時間領域及び周波数領域特性を備えるウェーブレット生成手段と、
前記ウェーブレット生成手段に接続され、所定の符号に従ってウェーブレット
のグループを生成する符号生成手段と、
送信する前記データの関数として前記ウェーブレットの極性を変更するデータ
エンコード手段と、
を有することを特徴とする装置。

【請求項2】 前記ウェーブレット生成手段は、ガウスモノサイクルを含む
ウェーブレットを生成する手段を有する請求項1記載の装置。

【請求項3】 前記ウェーブレットは約100～約2000ピコ秒の範囲の
パルス幅を有する請求項2記載の装置。

【請求項4】 前記ウェーブレット生成手段は約10GHz～約500MHz
の範囲のウェーブレットを生成する請求項3記載の装置。

【請求項5】 前記ウェーブレットは1000ピコ秒のパルス幅と1GHz
の周波数を有する請求項2記載の装置。

【請求項6】 通信システムであって、無線通信チャネルを介して情報を一
連のインパルス波形で送信するように構成されると共に、前記一連のインパルス
波形の各インパルス波形用のインパルス波形形状を制御するように構成され各イ
ンパルス波形形状を独立的に制御可能なコントローラを備えた送信機と、

前記一連のインパルス波形を受信し前記情報を抽出するように構成された受信
機と、

を有することを特徴とするシステム。

【請求項7】 前記一連のインパルス波形のそれぞれの前記インパルス波形
形状はウェーブレットであり、前記ウェーブレットは単一のゼロ平均インパルス
波形である請求項6記載のシステム。

【請求項8】 前記コントローラは前記インパルス波形形状を変調するよう
に構成された変調器を含む請求項6記載のシステム。

【請求項9】 前記コントローラは、インパルス波形当たり複数ビットの情

報を表すよう前記インパルス波形形状を制御するべく構成された請求項6記載のシステム。

【請求項10】 前記コントローラは、2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けすることによって前記インパルス波形を制御するように構成された請求項7記載のシステム。

【請求項11】 前記2つのマスターウェーブレットは直交ウェーブレットである請求項10記載のシステム。

【請求項12】 前記2つのマスターウェーブレットは第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを含み、前記第1及び第2マスターウェーブレットは、次の式で数学的に表されるガウス形状パルスのそれぞれ偶数次及び奇数次の導関数である請求項11記載のシステム（但し、 r は偶数の整数であり、 s は奇数の整数であり、 t は所定単位的时间であり、 α はインパルススケール係数である）。

【数1】

$$\frac{d^r}{dt^r} e^{-(\alpha t)^2}$$

及び

$$\frac{d^s}{dt^s} e^{-(\alpha t)^2}$$

【請求項13】 前記 r 及び s がそれぞれ10以下である請求項12記載のシステム。

【請求項14】 前記2つのマスターウェーブレットは第1マスターウェーブレット及び第2マスターウェーブレットを含み、前記第1マスターウェーブレットはレイリーウェーブレットの実数部であり、前記第2マスターウェーブレットは前記レイリーウェーブレットの虚数部であり、前記レイリーウェーブレットは次の式で数学的に表される請求項11記載のシステム。

【数 2】

$$\Psi(t) = \frac{j(-1) \frac{(n+2)^2}{4} + 1}{\left[j + \frac{\alpha t}{\sqrt{\frac{(n+2)^2}{4} - 1}} \right]^{\frac{(n+2)^2}{2} - 1}}$$

【請求項 15】 前記 n が 10 未満である請求項 14 記載のシステム。

【請求項 16】 前記 2 つのマスタ直交ウェーブレットは第 1 マスタウェーブレットと第 2 マスタウェーブレットを含み、前記第 1 マスタウェーブレットはガウス形状パルス導関数であり、前記第 2 マスタウェーブレットは前記ガウス形状パルス導関数のヒルベルト変換である請求項 11 記載のシステム。

【請求項 17】 前記コントローラは、前記 2 つのマスタウェーブレットに -1 から $+1$ の範囲の重みを適用するように構成された請求項 10 記載のシステム。

【請求項 18】 前記コントローラは、 $1 \sim N2$ の範囲の所定数の前記一連のインパルス波形から構成され、前記情報のサブセットを伝達するために変調ウェーブレットグループとして送信される変調ウェーブレット符号化シーケンスを形成するように構成された符号化メカニズムを更に有する請求項 6 記載のシステム。

【請求項 19】 前記符号化メカニズムは、前記情報のサブセットが候補符号化シーケンスの少なくとも 1 つで送信されるよう、前記変調ウェーブレット符号化シーケンスを候補符号化シーケンスセットの 1 つとして配列するように構成された請求項 18 記載のシステム。

【請求項20】 前記受信機は、信号受信の際に前記一連のインパルス波形の位置をトラッキングするように構成された遅延ロックループ及び位相ロックループの少なくとも1つを含む請求項6記載のシステム。

【請求項21】 前記受信機は、ディスクリートな距離間隔によって分離された所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインと；前記タップのそれぞれに印加されたエネルギーを加え、合成信号を出力するように構成された加算ネットワークと；を含む請求項6記載のシステム。

【請求項22】 前記加算ネットワークは、前記加算ネットワーク内のその他の増幅器によって供給される増幅出力信号にレベルが対応する増幅出力信号を供給するように設定された利得を備える前記各タップ用増幅器を含む請求項21記載のシステム。

【請求項23】 前記加算ネットワークは、前記タップ用増幅器のそれぞれによって供給される前記増幅出力信号を合計するように構成された加算増幅器を含む請求項22記載のシステム。

【請求項24】 前記加算ネットワークは各増幅器用のスイッチを含み、各増幅器は正常出力と反転出力を含み、各スイッチは、該スイッチの稼動状態に応じて正常出力信号又は反転出力信号のいずれかを供給するように前記スイッチに対応する増幅器の前記正常出力及び反転出力に接続されている請求項22記載のシステム。

【請求項25】 前記加算ネットワークはモノリシック集積回路上に形成される請求項21記載のシステム。

【請求項26】 前記受信機は、前記信号の一部ではない狭帯域干渉を抑制するように構成された無線周波数干渉抽出回路を含む請求項6記載のシステム。

【請求項27】 前記受信機は、入力ポート及び出力ポートを備え、前記入力ポートに印加されたインパルス波形の反転及び非反転コピーシーケンスを所定のパターンで前記出力ポートに生成するように構成されたパルス拡散器／圧縮器ネットワークを含む請求項6記載のシステム。

【請求項28】 前記拡散器／圧縮器ネットワークは、所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインと、

前記タップに接続され、合成信号を出力するよう前記タップのそれぞれに関連する所定の時間シフト及び重みに従って前記タップのそれぞれに印加された信号エネルギーを加えるように構成された加算ネットワークと；前記各タップ用の反転及び非反転出力を有し、入力と前記反転及び非反転出力間で整合した遅延と整合した利得を備えた増幅器を含む増幅器ネットワークと、

前記各タップ用の前記増幅器に接続された所定数の制御可能なスイッチを備え、各タップごとに切換出力を実装するために前記反転及び非反転出力のいずれかを制御可能に出力するように構成されたスイッチングネットワークと、

前記拡散器／圧縮器の異なる経路を経由する前記各タップの切換出力のそれぞれの信号を加算することによって前記合成信号出力を生成するように構成された合成ネットワークと、

を更に有する請求項27記載のシステム。

【請求項29】 前記拡散器／圧縮器は、スプリッタ入力、0度出力、及び180度出力を備えるスプリッタと、

前記スプリッタの前記0度出力及び180度出力の信号を受け付けるように構成され、入力インパルス波形の反転コピー及び前記入力インパルス波形の非反転コピーを出力する所定数の出力タップを備え、前記出力タップのそれぞれと前記入力間の遅延が異なるクロスオーバーラダーネットワークと、

各タップからの前記インパルス波形の前記反転コピー及び非反転コピーの1つを選択するように構成されたスイッチのセットと、

前記スイッチセットのそれぞれの出力で信号を受け付け、合成出力信号を生成するように構成された加算ラダーネットワークと、

を有する請求項27記載のシステム。

【請求項30】 前記拡散器／圧縮器の各経路による信号の遅延は、前記拡散器／圧縮器に印加された単一インパルス波形が前記合成信号出力上で等しい間隔を備えたインパルスになるよう、等しい増分間隔を有する請求項28記載のシステム。

【請求項31】 前記クロスオーバーラダーネットワークは、所定数の出力タップが達成されるまで最終段を除く論理出力ネットワークの全段が2つのその

他の論理出力ネットワークを駆動するように配列された前進型の一連の論理出力ネットワークを含み、前記各論理出力ネットワークは、それぞれ左入力及び右入力と左出力及び右出力を備える左0度スプリッタと右0度スプリッタを有し、前記論理出力ネットワークの後続段は、前記右0度スプリッタの前記左出力が前記左0度スプリッタの前記右出力とクロスオーバーし、前記左スプリッタの前記左出力と前記右スプリッタの前記左出力が次段の左論理出力ネットワークに接続され、前記左スプリッタの前記右出力と前記右スプリッタの前記右出力が共に次段の右論理出力ネットワークに接続されるよう、接続された請求項29記載のシステム。

【請求項32】 前記拡散器／圧縮器は、入力と所定数の出力タップを備え、それぞれが長さの異なるケーブルによって少なくとも2つのスプリッタを駆動するように構成されたスプリッタからなるラダーと、

それぞれが、反転及び非反転出力と、前記スプリッタラダーの出力タップに接続された入力と、を備える増幅器のネットワークと、

前記増幅器ネットワークのそれぞれの増幅器に接続され、前記増幅器の前記反転及び非反転出力間を選択するように構成されたスイッチのネットワークと、

前記スイッチネットワークに接続された所定の入力セットを有し、ラダー内の信号が流れる方向を基準にして上流に位置するその他のコンバイナからの少なくとも2つの入力を受け付けるように配列された一連のコンバイナを含む合成出力段を含むコンバイナのラダーと、

を更に有する請求項27記載のシステム。

【請求項33】 前記長さの異なるケーブルは、 a_n 及び $a_n + 2^n D$ の少なくとも1つと等しいそれぞれの長さ L_n を備え、ここで、 a_n は n 番目の段用の所定の時間遅延であり、 n はラダー段を表す整数で $n \geq 0$ であり、 D は後続の出力パルス間の時間遅延である請求項32記載のシステム。

【請求項34】 前記コントローラは、前記一連のインパルス波形のそれぞれのインパルス波形形状を生成するように構成されたウェーブレット生成器を含む請求項6記載の通信システム。

【請求項35】 前記ウェーブレット生成器は、プログラム可能な数の狭い

単極パルスの時間シフトされたコピーを+1及び-1の間のプログラム可能な重みで加えることによって前記波形形状を構築するように構成された請求項34記載の通信システム。

【請求項36】 前記ウェーブレット生成器は、正方向の狭いスパイクと、負方向の狭いスパイクと、を形成するように配列されたデジタルロジックゲートと、

前記正方向の狭いスパイクと前記負方向の狭いスパイクの所定部分を所定量だけ遅延させるように配列された長さが異なる送信ラインと、

時間遅延させた後に前記正方向の狭いスパイクを前記負方向のスパイクに加算して前記波形形状サイクルの少なくとも半分を形成するように構成された加算器と、

を含む請求項35記載の通信システム。

【請求項37】 前記ウェーブレット生成器は、正方向の狭いスパイクと、負方向の狭いスパイクと、を形成するように配列されたデジタルロジックゲートと、

前記正方向の狭いスパイクと前記負方向の狭いスパイクの所定部分を所定量だけ遅延させるように配列された長さの異なる送信ラインと、

ガウスのモノサイクル導関数、ガウスの高次導関数、遅延され反転した又は反転していないパルスの少なくとも1つとして前記波形形状を形成するようにプログラム可能に作動するセレクトスイッチと、

選択された正方向の狭いスパイクと負方向の狭いスパイクを選択された遅延で加えるよう、前記セレクトスイッチの出力信号を合成するように構成された加算器と、

を含む請求項35記載の通信システム。

【請求項38】 前記送信機は、単一のアンテナと、

送信動作モードの際に前記一連のインパルス波形を前記単一アンテナにルーティングするように構成され、且つ、受信動作モードの際に前記単一アンテナからの受信信号を前記受信機にルーティングするように構成された送信/受信スイッチと、

を含む請求項6記載の通信システム。

【請求項39】 送信動作モードにおいて稼動する際に、前記インパルス波形形状を送信インパルス波形のグループに拡散するように構成され、且つ受信動作モードの際に前記送信／受信スイッチによって提供された前記インパルス波形グループを受信し前記インパルス波形グループを集合インパルス波形に圧縮するように構成されたプログラム可能な拡散器及び圧縮器を更に有する請求項38記載のシステム。

【請求項40】 前記受信機は、複数の分離された受信経路を備えるRAKEアーキテクチャを含む請求項6記載のシステム。

【請求項41】 前記受信機は、前記分離された受信経路の1つとして、その他の分離された受信チャネルが受信するものよりも強いマルチパス信号を検出するように構成されたサーチチャネルを含む請求項40記載のシステム。

【請求項42】 前記受信機は、前記その他の分離された受信経路の1つが前記のより強いマルチパス信号よりも弱いマルチパス信号を受信していると判定された場合に、前記その他の分離された受信信号の1つを前記のより強いマルチパス信号に切り換えるように構成されている請求項41記載のシステム。

【請求項43】 無線通信方法であって、無線通信チャネルを介して情報を一連のインパルス波形で送信する段階であって、前記一連のインパルス波形のそれぞれのインパルス波形形状を独立的に制御する段階を含む段階と；前記一連のインパルス波形を受信して前記情報を抽出する段階と、

を有することを特徴とする方法。

【請求項44】 前記制御段階は、前記一連のインパルス波形のそれぞれのインパルス波形形状を単一のゼロ平均インパルス波形ウェーブレットにするように制御する段階を有する請求項43記載の方法。

【請求項45】 前記制御段階は、前記インパルス波形形状を変調する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項46】 前記制御段階は、インパルス波形当たり複数ビットの情報を表すように前記インパルス波形形状を制御する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項47】 前記制御段階は、2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする段階を実行することによって前記インパルス波形を制御する段階を含む請求項44記載の方法。

【請求項48】 前記重み付け段階は、前記2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする段階を含み、前記2つのマスターウェーブレットは直交ウェーブレットである請求項47記載の方法。

【請求項49】 前記重み付け段階は、前記2つのマスターウェーブレットの第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を含み、前記第1及び第2マスターウェーブレットは、次の式で数学的に表されるガウス形状パルスのそれぞれ偶数次及び奇数次の導関数である請求項43記載の方法（但し、 r は偶数の整数であり、 s は奇数の整数であり、 t は所定単位的时间であり、 α はインパルススケール係数である）。

【数3】

$$\frac{d^r}{dt^r} e^{-(kt)^2}$$

及び

$$\frac{d^s}{dt^s} e^{-(kt)^2}$$

【請求項50】 前記重み付け段階は、前記 r 及び s のそれぞれが10以下の場合に前記第1マスターウェーブレットと前記第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を有する請求項44記載の方法。

【請求項51】 前記制御段階は、第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを含む前記2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする段階を含み、前記第1マスターウェーブレットはレイリーウェーブレットの実数部であり、前記第2マスターウェーブレットは前記レイリーウェーブレットの虚数部であり、前記レイリーウェーブレットは次の式で数学的に表される請求

項47記載の方法。

【数4】

$$\Psi(t) = \frac{j(-1)^{\frac{(n+2)^2}{4}} + 1}{\left[j + \frac{\alpha t}{\sqrt{\frac{(n+2)^2}{4} - 1}} \right]^{\frac{(n+2)^2}{2} - 1}}$$

【請求項52】 前記重み付け段階は、前記nが10未満の場合に、前記第1マスターウェーブレットと前記第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を含む請求項46記載の方法。

【請求項53】 前記制御段階は、第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを含む前記2つのマスターウェーブレットの前記インパルス波形形状を制御する段階を含み、前記第1ウェーブレットはガウス形状パルスの導関数であり、前記第2ウェーブレットは前記ガウス形状パルスの導関数のヒルベルト変換である請求項43記載の方法。

【請求項54】 前記制御段階は、-1から+1の範囲の重みを前記2つのマスターウェーブレットに適用する段階を含む請求項47記載の方法。

【請求項55】 1～N2の範囲の所定数の一連のインパルス波形からなる変調ウェーブレット符号化シーケンスを形成する段階と、

前記情報のサブセットを伝達するために、前記変調ウェーブレット符号化シーケンスを変調ウェーブレットのグループとして送信する段階と、

を更に有する請求項43記載の方法。

【請求項56】 前記形成段階は、前記情報のサブセットが候補符号化シー

ケンスの少なくとも1つで送信されるよう、前記符号化シーケンスを候補符号化シーケンスセットの1つとして配列する段階を含む請求項55記載の方法。

【請求項57】 前記受信段階は、前記一連のインパルス波形の位置を遅延ロックループ及び位相ロックループの少なくとも1つによってトラッキングする段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項58】 前記受信段階は、個別の距離間隔で分離された所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインで前記一連のインパルス波形を遅延させる段階と、

前記タップのそれぞれに印加されたエネルギーを加算し合成信号を出力する段階と、

を含む請求項44記載の方法。

【請求項59】 前記加算段階は、それぞれ信号レベルで対応する増幅出力信号を供給するように設定された利得を備える増幅器で前記タップのそれぞれに印加されたエネルギーを加算する段階を含む請求項58記載の方法。

【請求項60】 前記加算段階は、前記各増幅器からの正常出力信号及び反転出力信号のいずれかを選択する段階を含む請求項58記載の方法。

【請求項61】 前記加算段階は、モノリシック集積回路上で前記エネルギーを加算する段階を含む請求項58記載の方法。

【請求項62】 前記受信段階は、前記一連のインパルス波形から前記情報を抽出する前に狭帯域エネルギーを抑制する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項63】 前記受信段階は、インパルス波形の反転コピーと前記インパルス波形の非反転コピーのシーケンスを生成する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項64】 前記生成段階は、タップ付き送信ラインのそれぞれのタップからの信号エネルギーを、前記インパルス波形に所定の時間シフトと重みを伝達するように配置されたタップに印加する段階と、

前記各タップで信号を増幅するために使用される増幅器の入力及び出力ポート間に整合した遅延と整合した利得を提供するよう、前記各タップにおいて前記信号エネルギーを遅延させる段階と；前記各増幅器の反転及び非反転出力のいずれ

を選択する段階と、

合成出力信号を生成するために、前記選択段階の後に各信号を加算する段階と

を含む請求項63記載の方法。

【請求項65】 前記加算段階は、単一インパルスが前記合成信号出力として生成されるよう、前記各信号を等しい増分の遅延によって遅延させる段階を含む請求項64記載の方法。

【請求項66】 前記制御段階は、前記一連のインパルス波形のそれぞれのインパルス波形形状を生成する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項67】 前記制御段階は、プログラム可能な数の狭い単極パルスの時間シフトされたコピーを+1及び-1の間のプログラム可能な重みで加えることによって前記波形形状を構築する段階を含む請求項66記載の方法。

【請求項68】 送信動作モードの際に、前記一連のインパルス波形を単一のアンテナにルーティングする段階と；受信動作モードの際に、前記単一アンテナからの受信信号を受信機にルーティングする段階と、

を更に有する請求項43記載の方法。

【請求項69】 送信動作モードの際に、前記インパルス波形形状をインパルス波形のグループに拡散し、前記インパルス波形グループを送信する段階と、
受信動作モードの際に、前記インパルス波形グループを集合インパルス波形に圧縮する段階と、

を更に有する請求項68記載の方法。

【請求項70】 前記受信段階は、R A K E受信機の複数の分離された受信経路を介して前記一連のインパルス波形を受信する段階を含む請求項43記載の方法。

【請求項71】 前記受信段階は、前記分離された受信経路の1つにおいて、その他の受信経路が受信するものよりも強いマルチパス信号をサーチする段階を含む請求項70記載の方法。

【請求項72】 前記受信段階は、前記その他の分離された受信経路の1つが前記のより強いマルチパス信号よりも弱いマルチパス信号を受信していると判

定された場合に、前記その他の分離された受信経路の1つを前記のより強いマルチパス信号に切り換える段階を含む請求項71記載の方法。

【請求項73】 無線通信システムであって、無線通信チャネルを介して情報を一連のインパルス波形で送信する手段と、

前記一連のインパルス波形のそれぞれのインパルス波形形状を独立的に制御する手段と、

前記一連のインパルス波形を受信して前記情報を抽出する手段と、

を有することを特徴とするシステム。

【請求項74】 前記制御手段は、前記一連のインパルス波形のそれぞれの前記インパルス波形形状を単一のゼロ平均インパルス波形ウェーブレットにするように制御する手段を有する請求項73記載のシステム。

【請求項75】 前記制御手段は、前記インパルス波形形状を変調する手段を含む請求項73記載のシステム。

【請求項76】 前記制御手段は、インパルス波形当たり複数ビットの情報を表すように前記インパルス波形形状を制御する手段を含む請求項73記載のシステム。

【請求項77】 前記制御手段は、2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする手段によって前記インパルス波形形状を制御する手段を含む請求項74記載のシステム。

【請求項78】 前記重み付け手段は、前記2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする手段を含み、前記2つのマスターウェーブレットは直交ウェーブレットである請求項77記載のシステム。

【請求項79】 前記重み付け手段は、前記2つのマスターウェーブレットの第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を含み、前記第1及び第2マスターウェーブレットは、次の式で数学的に表されるガウス形状パルスのそれぞれ偶数次及び奇数次の導関数である請求項78記載のシステム（但し、 r は偶数の整数であり、 s は奇数の整数であり、 t は所定単位の時間であり、 α はインパルススケール係数である）。

【数5】

$$\frac{d^r}{dt^r} e^{-(kt)^2}$$

及び

$$\frac{d^s}{dt^s} e^{-(kt)^2}$$

【請求項80】 前記重み付け手段は、前記 r 及び s のそれぞれが10以下の場合に前記第1マスターウェーブレットと前記第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を有する請求項79記載のシステム。

【請求項81】 前記制御手段は、前記2つのマスターウェーブレットの合計を重み付けする段階を有し、前記2つのマスターウェーブレットは第1マスターウェーブレット及び第2マスターウェーブレットを含み、前記第1マスターウェーブレットはレイリーウェーブレットの実数部であり、前記第2マスターウェーブレットは前記レイリーウェーブレットの虚数部であり、前記レイリーウェーブレットは次の式で数学的に表される請求項77記載のシステム。

【数6】

$$\Psi(t) = \frac{j(-1) \frac{(n+2)^2}{4} + 1}{\left[j + \frac{\alpha t}{\sqrt{\frac{(n+2)^2}{4} - 1}} \right]^{\frac{(n+2)^2}{2} - 1}}$$

【請求項82】 前記重み付け手段は、前記 n が10未満の場合に前記第1マスターウェーブレットと前記第2マスターウェーブレットを重み付けする段階を含む請求項81記載のシステム。

【請求項83】 前記制御手段は、第1マスターウェーブレットと第2マスターウェーブレットを含む前記2つのマスターウェーブレットの前記インパルス波形形状を制御する段階を含み、前記第1マスターウェーブレットは、ガウス形状パルスの導関数であり、前記第2マスターウェーブレットは、前記ガウス形状パルスの導関数のヒルベルト変換である請求項79記載のシステム。

【請求項84】 前記制御手段は、 -1 から $+1$ の範囲の重みを前記2つのマスターウェーブレットに適用する段階を有する請求項77記載のシステム。

【請求項85】 $1 \sim N2$ の範囲の所定数の前記一連のインパルス波形からなる変調ウェーブレット符号化シーケンスを形成する手段と、

前記情報のサブセットを伝達するために、前記変調ウェーブレット符号化シーケンスを変調ウェーブレットグループとして送信する手段と、

を更に有する請求項73記載のシステム。

【請求項86】 前記形成手段は、前記情報のサブセットが候補符号化シーケンスの少なくとも1つで送信されるよう、前記符号化シーケンスを候補符号化シーケンスセットの1つとして配列する段階を含む請求項85記載のシステム。

【請求項87】 前記受信手段は、前記一連のインパルス波形の位置を遅延ロックループ及び位相ロックループの少なくとも1つによってトラッキングする段階を含む請求項73記載のシステム。

【請求項88】 前記受信手段は、個別の距離間隔で分離された所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインで前記一連のインパルス波形を遅延させる手段と、

前記タップのそれぞれに印加されたエネルギーを加算して合成信号を出力する手段と、

を含む請求項74記載のシステム。

【請求項89】 前記加算手段は、それぞれ信号レベルで対応する増幅出力信号を供給するように設定された利得を備える増幅器によって前記タップのそれ

ぞれに印加されたエネルギーを加算する段階を含む請求項88記載のシステム。

【請求項90】 前記加算手段は、前記各増幅器からの正常出力信号及び反転出力信号のいずれかを選択する段階を含む請求項89記載のシステム。

【請求項91】 前記加算手段は、モノリシック集積回路上で前記エネルギーを加算する段階を含む請求項88記載のシステム。

【請求項92】 前記受信段階は、前記一連のインパルス波形から前記情報を抽出する前に狭帯域エネルギーを抑制する段階を含む請求項73記載のシステム。

【請求項93】 前記受信手段は、インパルス波形の反転コピーと前記インパルス波形の非反転コピーのシーケンスを生成する段階を含む請求項73記載のシステム。

【請求項94】 前記生成手段は、タップ付き送信ラインの各タップからの信号エネルギーを、前記インパルス波形に所定の時間シフトと重みを伝達するように配置されたタップに印加する段階を含み、前記システムは、前記各タップで信号を増幅するのに使用される増幅器の入力及び出力ポート間に整合した遅延と整合した利得を提供するよう、前記各タップにおいて前記信号エネルギーを遅延させる手段と、

前記増幅器のそれぞれの反転及び非反転出力のいずれかを選択する手段と、

合成出力信号を生成するために、前記選択手段の後にそれぞれの信号を加算する手段と、

を更に有する請求項93記載のシステム。

【請求項95】 前記加算手段は、単一のインパルスが前記合成信号出力として生成されるよう、等しい増分の遅延によって前記それぞれの信号を遅延させる段階を含む請求項94記載のシステム。

【請求項96】 前記制御手段は、前記一連のインパルス波形のそれぞれの前記インパルス波形形状を生成する段階を含む請求項73記載のシステム。

【請求項97】 前記制御手段は、プログラム可能な数の狭い単極パルスの時間シフトされたコピーを+1から-1の間のプログラム可能な重みで加えることによって前記波形形状を構築する段階を含む請求項96記載のシステム。

【請求項98】 送信動作モードの際に、前記一連のインパルス波形を単一のアンテナにルーティングする手段と、

受信動作モードの際に、前記単一アンテナからの受信信号を受信機にルーティングする手段と、

を更に有する請求項73記載のシステム。

【請求項99】 送信動作モードの際に、前記インパルス波形形状をインパルス波形のグループに拡散する手段と前記インパルス波形グループを送信する手段と、

受信動作モードの際に、前記インパルス波形グループを集合インパルス波形に圧縮する手段と、

を更に有する請求項98記載のシステム。

【請求項100】 前記受信手段は、R A K E受信機の複数の分離された受信経路を介して前記一連のインパルス波形を受信する段階を含む請求項73記載のシステム。

【請求項101】 前記受信手段は、前記分離された受信経路の1つにおいて、その他の受信経路が受信するものよりも強いマルチパス信号をサーチする手段を含む請求項100記載のシステム。

【請求項102】 前記受信手段は、前記その他の分離された受信経路の1つが前記のより強いマルチパス信号よりも弱いマルチパス信号を受信していると判定された場合に、前記その他の分離された受信経路の1つを前記のより強いマルチパス信号に切り換える手段を含む請求項101記載のシステム。

【請求項103】 超広帯域通信システムにおける無線周波数干渉を抑制する、コンピュータによる読み取り可能な媒体を含むコンピュータプログラムプロダクトであって、無線通信チャネルを介して送信機から受信機に送信された、一連のインパルス波形のインパルス波形形状を制御する前記送信機のコントローラによって生成された一連のインパルス波形を備えるスペクトル拡散信号の一部ではない狭帯域干渉を抑制するように構成された無線周波数干渉抽出メカニズムを有し、前記無線周波数干渉メカニズムは、前記スペクトル拡散信号から直流を除去するように構成された直流除去メカニズムと、

前記スペクトル拡散信号が含まれている所定の帯域幅をビンのセットに分割するように構成された周波数マッピングメカニズムと、

隣接するビンの所定のエネルギーと前記ビンセットのそれぞれにおけるエネルギーレベルを比較し、前記エネルギーレベルが前記所定のエネルギーレベルよりも大きい場合にビン内のエネルギーレベルを削減するように構成された比較メカニズムと、

を含むことを特徴とするコンピュータプログラムプロダクト。

【請求項104】 一連のインパルス波形を備えるスペクトル拡散信号に格納された信号を受信機に対して送信するように構成された超広帯域送信機において、前記一連のインパルス波形の各インパルス波形を成形するように構成されたインパルス波形生成器であって、前記一連のインパルス波形の少なくともサブセットは、前記インパルス波形生成器によって独立的に制御可能なインパルス波形形状を備えるインパルス波形生成器と、

前記一連のインパルス波形を所定の配列内に配列するように構成されたエンコーダであって、前記一連のインパルス波形の前記インパルス波形サブセットが前記情報の少なくとも一部を含んでいるエンコーダと、

を有することを特徴とする超広帯域送信機。

【請求項105】 前記情報の別の部分は前記一連のインパルス波形の前記所定の配列内に格納される請求項104記載の送信機。

【請求項106】 前記一連のインパルス波形のそれぞれの前記インパルス波形形状は、単一のゼロ平均インパルス波形ウェーブレットである請求項104記載の送信機。

【請求項107】 前記インパルス波形生成器は、前記インパルス波形形状を変調するように構成された変調器を含む請求項104記載の送信機。

【請求項108】 前記インパルス波形生成器は、インパルス波形当たり複数ビットの情報を表すよう、前記インパルス波形形状を制御ように構成された請求項104記載の送信機。

【請求項109】 前記エンコーダは、1～N2の範囲の所定数の前記一連のインパルス波形から構成された変調ウェーブレット符号化シーケンスを形成す

るように構成されており、前記変調ウェーブレット符号化シーケンスは、前記情報の前記少なくとも一部を伝達するために変調ウェーブレットのグループとして送信される請求項104記載の送信機。

【請求項110】 送信機から一連のインパルス波形を備えるスペクトル拡散信号に格納された情報を受信するように構成された超広帯域受信機であって、前記信号は前記インパルス波形の少なくともサブセットのそれぞれの形状及び配列内に格納されており、前記スペクトル拡散信号を電気信号に変換するように構成された受信機フロントエンドと、

前記電気信号をローカル符号と関連付け、前記一連のインパルス波形に格納された前記情報を検出するように構成されたスライディング相関器と、

を有することを特徴とする超広帯域受信機。

【請求項111】 前記スライディング相関器は、信号受信の際に前記一連のインパルス波形の位置をトラッキングするように構成された遅延ロックループ及び位相ロックループの少なくとも1つを含む請求項110記載の受信機。

【請求項112】 前記受信機フロントエンドは、個別の距離間隔で分離された所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインと、

前記タップのそれぞれに印加されたエネルギーを加えて合成信号を出力するように構成された加算ネットワークと、

を含む請求項110記載の受信機。

【請求項113】 前記加算ネットワークは、前記加算ネットワーク内のその他の増幅器によって供給される増幅出力信号にレベルが対応する増幅出力信号を供給するように設定された利得をそれぞれが備える前記各タップ用の増幅器を含む請求項112記載の受信機。

【請求項114】 前記加算ネットワークは、前記タップ用増幅器のそれぞれによって供給される前記増幅出力信号を加算するように構成された加算増幅器を含む請求項113記載の受信機。

【請求項115】 前記加算ネットワークは各増幅器用のスイッチを含み、各増幅器は正常出力と反転出力を含み、各スイッチは、該スイッチの稼動状態に応じて正常出力信号及び反転出力信号のいずれかを提供するように、前記スイッチ

に対応する増幅器の正常出力及び反転出力に接続されている請求項113記載の受信機。

【請求項116】 前記加算ネットワークは、モノリシック集積回路上に形成される請求項112記載の受信機。

【請求項117】 前記スペクトル拡散信号の一部ではない狭帯域干渉を抑制するように構成された無線周波数干渉抽出回路を更に有する請求項110記載の受信機。

【請求項118】 入力ポート及び出力ポートを有し、前記入力ポートに印加されたインパルス波形の反転及び非反転コピーのシーケンスを前記出力ポートに所定のパターンで生成するように構成されたパルス拡散器／圧縮器ネットワークを更に有する請求項110記載の受信機。

【請求項119】 前記拡散器／圧縮器ネットワークは、所定数のタップを備えるタップ付き送信ラインと、

前記タップに接続され、合成信号を出力するよう、前記タップのそれぞれに関連する所定の時間シフト及び重みに従って前記タップのそれぞれに印加された信号エネルギーを加えるように構成された加算ネットワークと、

を更に有し、前記加算ネットワークは、入力と反転及び非反転出力間における整合した遅延と整合した利得を備える、前記各タップ用の反転及び非反転出力を有する増幅器を含む増幅器ネットワークと、

前記各タップ用の増幅器に接続された所定数の制御可能なスイッチを備え、各タップ用に切換出力を実装するよう、前記反転及び非反転出力のいずれかを制御可能に出力するように構成されたスイッチングネットワークと、

各タップ用の切換出力からのそれぞれの信号を加算することによって前記合成信号出力を生成するように構成され、前記各信号が前記拡散器／圧縮器内の異なる経路を経由する合成ネットワークと、

を含む請求項118記載の受信機。

【請求項120】 前記拡散器／圧縮器は、スプリッタ入力、0度出力、及び180度出力を備えるスプリッタと、

前記スプリッタの前記0度出力及び前記180度出力からの信号を受け付ける

ように構成され、入力インパルス波形の反転コピーと前記入力インパルス波形の非反転コピーを出力する所定数の出力タップを備え、前記出力タップのそれぞれと前記入力間の遅延が異なるクロスオーバーラダーネットワークと、

各タップから出力された前記インパルス波形の反転コピー及び非反転コピーのいずれかを選択するように構成されたスイッチのセットと；前記スイッチセットのそれぞれの出力において信号を受け付け、合成出力信号を生成するように構成された加算ラダーネットワークと、

を有する請求項118記載の受信機。

【請求項121】 前記拡散器／圧縮器内の各経路による信号の遅延は、前記拡散器／圧縮器に印加された単一のインパルス波形によって前記合成信号出力上に間隔が等しいインパルスのシーケンスが生成されるよう、等しい増分間隔を有する請求項119記載の受信機。

【請求項122】 前記クロスオーバーラダーネットワークは、所定数の出力タップが達成されるまで最終段を除く論理出力ネットワークの全段が2つのその他の論理出力ネットワークを駆動するように配列された一連の前進型論理出力ネットワークを含み、前記各論理出力ネットワークは、それぞれ左入力及び右入力と左出力及び右出力を備える左0度スプリッタと右0度スプリッタを有し、前記論理出力ネットワークの後続段は、前記右0度スプリッタの前記左出力が前記左0度スプリッタの前記右出力とクロスオーバーし、前記左スプリッタの前記左出力と前記右スプリッタの前記左出力が次段の左論理出力ネットワークに接続され、前記左スプリッタの前記右出力が前記右スプリッタの前記右出力と共に次段の右論理出力ネットワークに接続されるよう、接続されている請求項120記載の受信機。

【請求項123】 前記拡散器／圧縮器は、入力と所定数の出力タップを備え、それぞれが長さの異なるケーブルによって少なくとも2つのスプリッタを駆動するように構成されたスプリッタのラダーと、

それぞれが反転及び非反転出力と前記スプリッタラダーの出力タップに接続された入力を備える増幅器のネットワークと、

前記増幅器ネットワークのそれぞれの増幅器に接続され、前記増幅器の前記反

転及び非反転出力のいずれかを選択するように構成されたスイッチのネットワークと、

前記スイッチネットワークに接続された所定の入力セットを有し、前記ラダー内の信号が流れる方向を基準として上流に位置するその他のコンバイナからの少なくとも2つの入力を受け付けるように配列された一連のコンバイナを含む合成出力段を含むコンバイナのラダーと、

を更に有する請求項118記載の受信機。

【請求項124】 前記長さの異なるケーブルは、前記スプリッタラダーの第1スプリッタの出力においてそれぞれ長さ a 及び $a + 2nL$ と、前記スプリッタラダーの次段においてそれぞれ長さ b 及び $b + 2n - 1L$ と、前記スプリッタラダーの最終段においてそれぞれ長さ z 及び $z + 20$ と、を備えている請求項123記載の受信機。

【請求項125】 前記受信機フロントエンドは、複数の分離した受信経路を備えるRAKEアーキテクチャを含む請求項110記載の受信機。

【請求項126】 前記複数の分離した受信経路は、その他の分離した受信経路が受信するものよりも強いマルチパス信号を検出するように構成されたサーチチャンネルを含む請求項125記載の受信機。

【請求項127】 前記受信機フロントエンドは、前記その他の分離した受信経路の1つが前記のより強いマルチパス信号よりも弱いマルチパス信号を受信していると判定された場合に、前記その他の分離された受信経路の1つを前記のより強いマルチパス信号に切り換えるように構成されたスイッチメカニズムを含む請求項126記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

(関連出願のクロス・レファレンス)

本明細書には、1998年12月11日付けの「超広帯域スペクトル拡散通信システム (Ultra Wide Bandwidth Spread-spectrum Communications System)」という名称の同時係属出願中の米国特許出願第09/209,460号、ドケット番号第10188-0006-8号の2000年5月3日付けの「高集積電子回路を備えた平面超広帯域アンテナ (Planar Ultra Wide Band Antenna With Integrated Electronics)」という名称の同時係属出願中の米国特許出願第09/563,292号、及びドケット番号第192408US8PROV号の2000年5月26日付けの「超広帯域スペクトル拡散通信システム (Ultra Wide Bandwidth Spread-spectrum Communications System)」という名称の共同所有同時係属出願中の米国仮特許出願第TBD号に開示されている主題が含まれており、本引用により、これらそれぞれの内容のすべてが本明細書に包含される。

【0002】

(発明の分野)

本発明は、超広帯域 (UWB) 信号技術による無線デジタル通信を使用する無線通信用送信機、受信機、システム、及びその方法に関する。

【0003】

(発明の背景)

デジタルデータ用の無線通信技術には多数のものが存在しており、最近では、携帯電話システム、ポケットベル (登録商標)、遠隔データ収集、及びコンピュータ無線ネットワークなどのアプリケーションに無線デジタル通信が適用されている。この無線デジタル通信を主題とする書籍には、ニュージャージー州エンゲルウッドクリフス (Englewood Cliffs, New Jersey) のプレントイスホール (Prentice-Hall) 社から発行されたカミロ・フェーヘル (Kamilo Feher) 著「無線デジタル通信、変調、及びスペクトル拡散アプリケーション (Wireless Digital Communications, Modulation & Spread Spectrum Applications)」及びバーナード・スクラー (Bernard Sklar) 著「デジタル通信：基礎と応用 (Digital Com

mmications Fundamentals and Applications) 」 (ISBN 0-13-211939-1) があり、本引用により、これら両書のすべての内容は本明細書に包含される。これらの書籍では、例えば、位相や周波数の変調による従来の搬送波変調（即ち、FSK、MSK、GMSK、BPSK、DBPSK、QPSK、O-QPSK、FQPSK、 $\pi/4$ -DEQPSK、及びパルス位置変調（PPM））を主に取り扱っている（因みに、米国及び日本のセルラー規格では $\pi/4$ -DEQPSKが使用されている）。

【0004】

これらのシステムにおいては、従来から時分割多元接続（TMDA）又は符号分割多元接続（CDMA）によって割当帯域幅を複数のユーザー間で共有しており、スペクトル拡散技術であるFHSS（周波数ホッピングスペクトル拡散）又はCDMA符号（直接拡散法）を使用してスペクトルを拡散している。この「スペクトル拡散」とは、複数ユーザー間で帯域幅を共有する方法を提供すると共に、比較的バックグラウンド雑音に対する耐性が大きい堅牢な信号を提供する技術である。

【0005】

スペクトル拡散技法では、信号に格納するデータに関連した信号内での所定量の繰り返しによって送信信号の堅牢性を向上している。この冗長性は、しばしばデータビット当たりの「チップ」数の観点で説明されるが、このような従来のスペクトル拡散のシステム、符号、及び技術については、1988年にコンピュータサイエンスプレス（Computer Science Press）社から発行されたデーヴィッド・L・ニコルソン（David L. Nicholson）著「スペクトル拡散の信号設計LPE及びAJシステム（Spread Spectrum Signal Design LPE and AJ Systems）」（ISBN 0-88175-102-2）に説明されており、本引用により、そのすべての内容が本明細書に包含される。

【0006】

かかるスペクトル拡散信号においては、信号分析（即ち、受信）に従来の周波数分析（FFT技術などのスペクトル分析）を使用できるよう、チップの情報分割を所定数の搬送波サイクルで実現しており、このような分析及び繰り返し技術

では、最適な検出を行うために時間連続信号の持続性を前提としている。

【0007】

これらの従来の無線周波数通信体系では、いずれの場合も比較的小型の機器による送信の実行と見通し内（LOS）通信チャネルによる効率的な伝播を可能にするために、データによって搬送波（通常、マイクロ波周波数である）を変調している。しかしながら、このような高い周波数に送信エネルギーが集中していると、送信機と受信機間に存在する地形やその他の介在物によってエネルギーが簡単に遮断されてしまう。通信システムにおいて、かかる無線周波数エネルギーの遮断が発生する理由を理解するため、無線周波数エネルギーと物体間における相互作用について、以下に簡単に再検討してみることにする。

【0008】

無線チャネルにより、高データレートで通信しつつ、建物、壁、群衆、土、或いはトンネルなどの物理的な障壁を通して通信する能力を獲得するには、特定の周波数（即ち、周波数帯）が遮断されるリスクを最小化するためにスペクトルエネルギーにかなりの量の「色」が含まれていなければならない。送信信号に低周波数が含まれていると、大きく2つの利点を享受することができる。その第1は、低周波数は高損失媒体を貫通するというものであり、米国海軍が海水を通して潜水艦と通信するのに非常に低い周波数の無線周波数伝送を使用しているのはこれが理由である。この貫通現象は、減衰がdB単位で送信周波数に比例する「表皮効果」と見なすことができる。構造体の貫通における高周波数と比べた場合の低周波数の有効性の例を図1に示している。この図1は、様々な素材における減衰量（単位：dB）を無線周波数エネルギーの周波数との関係で示したものであるが、この図から、低周波数で減衰量が小さいのは反射が最小化されるからだという見方をすることができる。即ち、波を反射するには、普通、物体は大きくなければならず（波長の1/4よりも大きくなければならぬ）、多数の小さな物体は、周波数の高いマイクロ波は反射するが、低周波数の波の場合には、送信信号の波長に比べて物体のサイズが小さすぎるため相互作用しないというわけである。

【0009】

従って、本発明者が認知するところでは、貫通可能なスペクトル成分を含む通信システムに対するニーズが存在している。現在のスペクトル拡散／狭帯域システムの場合、相互干渉により、同一スペクトルでその他の狭帯域ユーザーと共存することはできない（CDMAの場合は、ユーザーのスペクトルをオーバーラップしているが、出力制御を厳格に行う必要がある）。これは、非常に激しい干渉がその他のユーザーに発生すると同時に、こちらの通信システムにもそれらのユーザーからの激しい干渉が発生するからである。又、通常、高速リンクは、地形や介在物によって簡単に遮断されてしまうマイクロ波搬送波で稼動している。このようなシステムは、使用帯域幅にわたって周波数応答がかなりフラットな構成要素（例：アンテナ）から構成されており、従って、波形に影響が及ぶことはない。又、これらのシステムでは、変調波形の遷移（例：ゼロ交差）間に搬送波の複数次数サイクル（数サイクル～多数サイクル）の存在を前提としている。

【0010】

このような従来の狭帯域変調体系（従来の直接拡散及び周波数ホッピングによるスペクトル拡散システムをも含む）は、変調波形のスペクトルに最大でも搬送波周波数の10～20%しか反映されないことから狭帯域と見なされ、その帯域幅は、エネルギーの90%を含む F_1 （最低周波数）と F_h （最高周波数）の間の狭い周波数範囲となっている。中心周波数を F_c とし、これを $(F_1 + F_h)/2$ と考えると「搬送波周波数」と呼ぶとすれば、UWBシステムで使用可能な帯域幅は100%を上回るものであり、これは従来の「狭帯域システム」では不可能な数値である。貫通可能な低周波数で稼動しつつ、マルチパス（反射信号）の分解と高速データレートの維持を可能にする本発明は、本発明者によるこの事実の認知によって実現したものである。

【0011】

本発明者がこれらの現象を認知したことにより、低周波数で稼動しつつ、マルチパスの分解と高速データレートの維持を可能にする本発明が実現したのである。低周波数はその波長が比較的大きいことから高損失媒体を貫通すると共に物体による反射が最小化されるため、この組み合わせは大きな利点を備えている。一方、これとは対照的に、従来システムの場合は、帯域幅が通常10%未満でしか

なく、その低周波数における分解能は乏しいものになっている。

【0012】

従来のUWBシステムは、比較的低デューティサイクルの1～2サイクルのショートインパルスの生成及び受信に依拠したものになっていた。例えば、デローザ (deRosa) (米国特許第2, 671, 896号)、ロビンス (Robbins) (米国特許第3, 662, 316号)、モレ (Morey) (米国特許第3, 806, 795号)、ロス (Ross) 及びマラ (Mara) (米国特許第5, 337, 054号)、並びにフラートン (Fullerton) 及びコウィー (Kowie) (米国特許第5, 677, 927号) などがその例であり、1 nsレベルのインパルスを1～10 MHzのレートで放出し、デューティサイクルが100:1～1000:1となっている。

【0013】

現在既に認知されているように、このような低デューティサイクルでは、2つの問題が発生する。その第1は、ピークが大きいために大きな平均電力を効率的に生成することが難しい (或いは、ほとんど不可能な) ことである。例えば、そのピーク電圧は最新技術コンポーネントのバイポーラプロセスによる低電圧 (1.8 V) CMOSの破壊電圧よりも高くなっており、このために標準的な低コスト実装が制限されている。そして、第2の問題点は、この高ピークによって時間領域空間に敏感な「鉱石検波器」受信機が破壊されることである。

【0014】

一方、これとは対照的に本発明に使用する波形は、単一の滑らかなガウスパルスに似たエネルギー包絡線を有する形状変調ウェーブレット (即ち、短く空間的にコンパクトなインパルス性の電磁ウェーブレット (さざ波)) のシーケンスから構成されており、この高デューティサイクル波形を送信することにより、前述の2つの問題はいずれも解決される。これに必要な波形は、低電圧部品によって簡単に生成可能であり、その送信エネルギーは、すべての領域にわたって時間及び周波数の両面で拡散され、結果的にノイズのように見える。JTFA (joint time-frequency analysis) などの分析手順において、時間をX軸、周波数をY軸として信号エネルギーのイメージをよくプロットするが、明るいスポットは特

定の時間及び周波数における高エネルギーを表しており、しばしば、周波数分解能と時間分解能の関係を変化させて様々なイメージが作成されている。低デューティサイクルのUWBシステムの場合には、これらのイメージは、間隔が多少ランダムな垂直バーとして表示される。一方、フレミング (Fleming) 及びクシュナー (Kushner) (米国特許第5, 748, 891号) などのその他の高デューティサイクルのUWBシステムの場合には、これらの画像は、例えば、モアレパターンのような構造化された概観を有している。それに対し、本発明によるバイフェーズ波形を使用した場合は、送信信号がこれらの画面に滑らかに表示されることになる。

【0015】

又、従来システムの場合には、スペクトル拡散と情報伝達のために一定の（本質的に同一の）パルス間に擬似ランダム時間間隔を使用すると共に、パルス位置変調 (PPM) によって情報を伝達している。しかしながら、現在既に認知されているように、この種の情報伝達方法はいくつかの理由から最善のものではない。例えば、復調器がマルチパス反射による誤った時間シフトを変調器による正式な時間シフトと誤解する可能性があり、マルチパスチャネルにPPMは最善のものとはいえない。一方、これとは対照的に、本発明の場合は、パルス形状を変更することによって情報を伝達しており、すべてのマルチパスは情報を伝達するパルスと静止した関係にあり、データ変調によってマルチパスが混乱することはない。

【0016】

更に、PPMが最善のものではないもう1つの理由は、ノイズを伴う信号の場合にPPM検出器の誤り確率が高いことである。コヒーレントBPSKとPPMを使用する従来システムの分析結果によれば、チャネルの帯域幅が同一でデータレートとビット誤り率 (BER) が等しい場合には、BPSKの方が約6 dBだけ大きな雑音を許容可能であるとされている。本発明の場合、その最も単純な形態においてさえ（反転又は非反転によって符号化された単一ウェーブレットの場合）、これと同じ6 dBの優位性を確保している。この理由の1つは、単一のパルスが、パルスを2つの位置で検出可能なウィンドウよりも必ず短いということ

である。即ち、本発明の場合には、単一パルスの幅が、情報を伝達する時間スロットを表しているのに対し、PPMシステムの場合には、情報を伝達する時間スロットが約1.4～2パルス幅で表されている。更にもう1つの理由は、検出された「1」及び「0」間の電圧差がBPSK信号よりも小さいという点であり、この結果、ノイズを克服するためにより大きな信号電力を必要とする。

【0017】

同ースペクトルの他のユーザーと干渉しないようにするには、UWBシステムの送信スペクトルの白色化が必要である。従来システムと本発明の間の更なる相違点は、送信機によって作られる干渉にある。本発明の場合、スペクトル制御のために（即ち、出力電力スペクトルを滑らかにするために）パルス位置のランダム化を行ってもよいが、本発明は、これを必要としないものであり、好適な実施例においても使用してはいない。その代わり、波形全体がランダムに見えるように形状変調パルスのランダムなシーケンスを生成することによってスペクトルを滑らかにしている。本発明による送信機は、パルス形状シーケンスファミリーの1つの「シンボル」を送信するが、各「シンボル」は複数ビットの情報を伝達可能であり、この「シンボル」を有する一連の情報によって従来のシステムよりも全体的に「白い」波形が生成されるのである。この結果、本発明の送信機による送信によって発生する干渉レベルは、2つのシステムが本質的に同一の帯域幅で同一の平均電力をブロードキャストした場合にも従来システムより低い。即ち、PPMに対する前述の6dBの優位性と併せ、本発明は、はるかに低い干渉レベルで同等の通信レートとビット誤り率（BER）を提供することができるのである。

【0018】

UWBシステムの送信スペクトルの白色化に関しては、その受信に対する影響をも考慮する必要がある。従来のUWBシステムの場合には、送信スペクトルを白色化するためにパルス間の時間間隔をジッタリングしているが、ジッタリングには副作用があり、本発明ではこれを回避している。即ち、例を挙げて説明すれば、ランダムな時間でサンプリングした正弦波は、「ノイズ」として表れる。同様に、従来のUWB受信機に到来するスペクトルのピーク（即ち、トーン、つま

り従来の狭帯域放射などの準正弦波)は、データサンプルにおいてノイズとして表れる。通信を行うためには、信号は、この「ノイズ」を克服できるだけの十分な強度を備えていなければならない。一方、本発明の好適な実施例においては、パルス位置のジッタリングを行っておらず、その代わりに、正確なクロックによってパルスに同一の間隔を付与している。この結果、受信機に到来し取得されたトーンは、データサンプルにおけるパターンとして表れる。以下に本明細書で説明するように、このパターンを認知、算定、及び減算することにより、トーンによって発生した干渉の大部分を除去することが可能である。又、受信機に到来するトーンがナイキスト・カットオフ周波数を上回っている場合にも(即ち、データサンプリング周波数の $1/2$ よりも高い周波数の場合にも)、パターンが発生するように周波数の折り畳みが行われる。この結果、受信機が低ノイズで動作するため、本発明は、高ノイズ環境において従来のUWBシステムをはるかに上回るレンジとデータレートで動作可能である。

【0019】

現在既に認知されているように、高レベルのマルチパスが存在するチャネルにおいて高データレートを実現することが望ましいが、従来システムの場合には、マルチパスによって発生するシンボル間干渉による制約が存在している。例えば、建物の場合、直接伝搬路の信号から約 500 ns 遅延した極めて不良なマルチパス(即ち、干渉エコー信号)が発生する。この結果、高データレートを得るべく 500 ns よりも小さい間隔のパルスを送信してもシンボル間干渉が激しくなるだけである。一方、本発明においては、複数ビットの情報を伝達するシンボルを送信することにより、この難しい問題を解決している。各シンボル自体がスペクトル的に白色であるため(これは、その自己相関が、サイドローブが低いスパイクであることを意味している)、シンボル期間にわたってマルチパスが継続的に分解される。従って、高レベルのマルチパスが存在する場合にも、シンボル間干渉なしに高データレートを得ることができる。

【0020】

本発明の特徴は、パルス形状ファミリーの1つを送信することにより、各パルスが、前述のいずれの利点をも失わずに、複数ビットの情報を伝達できることで

ある。PPMシステムの場合、パルス当たり1ビットを超える情報を伝達するには更なる時間スロットを使用することになるが、その結果、前述のマルチパスの影響が更に深刻になると共に、その他の問題も目立つようになってしまう。従来のUWBシステムの場合、波形形状に対する制御が欠けており、パルス当たり複数ビットを送信することはできない。

【0021】

又、従来技術によるUWB通信システムでは、同期の取得に要する時間を削減するため、高精度のクロックを必要としている。しかしながら、正確なクロックが存在したとしても同期の取得にしばしば数十秒もかかり、この結果、実現可能なデータレートが低下して装置の使用が困難になる。本発明の特徴の1つは同期を迅速に取得できることであり、その所要時間は、通常、ミリ秒のレベルである。

【0022】

(発明の要約)

本節のタイトルに従い、選択した本発明の特徴を以下に簡潔に説明する。本発明の更に詳細な説明については、本明細書全体の主題とするところである。

【0023】

本発明の目的は、超広帯域(UWB)高速デジタル通信システム及びサポートシステムコンポーネント、並びに、短く空間的にコンパクトな電磁ウェーブレット(即ち、インパルス、或いはエネルギーパケット)を直接生成する方法を提供することである。これらのウェーブレットの波形は、自由空間を伝播し情報を伝達するために、例えば、ウェーブレットの反転又は非反転コピーを使用して生成される。本発明によるシステムにおいては、これらインパルスのシーケンスを送ることによって情報を伝達可能であり、関連スペクトルは、シーケンス符号化の選択(シーケンス符号化)とウェーブレット形状(ウェーブレットの選択)の両方によって制約される。本発明によって生成された波形は、障害となる物体(例:壁)や媒体(例:土)を貫通することができる。

【0024】

それぞれが単一の滑らかなガウス状のパルスに似たエネルギー包絡線を有する

形状変調ウェーブレット（即ち、短く空間的にコンパクトなインパルス性電磁ウェーブレット）のシーケンスからなる区分的に連続した波を直接生成するUWB高速デジタル通信システム及び方法の構築が本発明の別の目的である。

【0025】

区分的に連続した波をデジタルロジック回路から直接生成することが本発明の更なる目的であり、この場合、ウェーブレットの特性形状は、集積回路内に形成されたロジックゲートの電圧上昇時間特性から少なくとも部分的に形成される。

【0026】

これらのウェーブレットの波形状は、自由空間を伝播し情報を伝達するように調整されており、これらのウェーブレットは略直交するマスターウェーブレットの重み付けされた合計として生成される。

【0027】

即ち、2つのマスターウェーブレットの場合には、送信信号は次のようになる。

【0028】

【数7】

$$s(t) = \sum_i a_i W_1(t - i \cdot \tau) + b_i W_2(t - i \cdot \tau)$$

【0029】

ここで、情報はウェーブレット係数 a_i 及び b_i に格納され、関数 W_1 及び W_2 はマスターウェーブレット関数を表しており、 τ はウェーブレット間の時間間隔を表し、 i はデータ要素シーケンス内における特定データ要素のインデックスを表している。

【0030】

マスター直交ウェーブレットは、例えば、次の式に示すような奇数次及び偶数次のガウシアン（即ち、ガウス形状パルス）の導関数であってよい。

【0031】

【数8】

$$W_1(t) = \frac{d^r}{dt^r} e^{-(kt)^2}$$

及び

$$W_2(t) = \frac{d^s}{dt^s} e^{-(kt)^2}$$

【0032】

ここで、 r 及び s は、それぞれ奇数と偶数であってウェーブレットの相対的な帯域幅を設定し、 t は時間を表し、 k は時間のスケーリングパラメータを表している。又、マスターウェーブレットは、次式に示すようにレイリーウェーブレットの実数部及び虚数部であってもよい

【0033】

【数9】

$$\Psi(t) = \frac{j(-1)^{\frac{(n+2)^2}{4}} + 1}{\left[j + \frac{kt}{\sqrt{\frac{(n+2)^2}{4} - 1}} \right]^{\frac{(n+2)^2}{2} - 1}}, W_1 = \text{Re}(\Psi), W_2 = \text{Im}(\Psi)$$

【0034】

ここで、 n は相対的な帯域幅を設定するパラメータであり、前述のように、 t は時間を表し、 k は時間スケーリングパラメータである。又、このマスターウェーブレットのセットは、時間スケーリングパラメータ k 、及び／又は相対的な帯域幅パラメータ r 、 s 、及び n が異なるウェーブレットで構成することも可能である。

【0035】

各ウェーブレットをマスターウェーブレット形状ファミリーから生成することにより、ウェーブレット当たり1ビット以上を伝達することが本発明の更なる目的である。ウェーブレットファミリーの反転又は非反転コピーを送受信するように、ウェーブレット係数（例： a_i 及び b_i ）の $+1$ 及び -1 の間での変化を可能にすることによって情報を伝達することが本発明の目的である。

【0036】

これらのインパルスウェーブレットのシーケンスを送信することにより、情報を伝達すると同時に送信スペクトルを制御することが本発明の更なる別の目的であり、この場合、スペクトルの成形にシーケンス符号化の選択とウェーブレット形状の両方を使用する。

【0037】

単一シンボル（即ち、ファミリーの1つのシーケンス）の受信時に $P+1$ ビットの情報が伝達されるよう、1つのシーケンスがシンボルと呼ばれる 2^P のスペクトル的に白色のシーケンスファミリーを作成することが本発明の更なる目的である。このファミリー用の復号器が $P \cdot 2^P$ レベルの計算量で動作できるよう、 2^P のシーケンス符号（即ち、シンボル）ファミリーを作成することが本発明の目的の1つである。

【0038】

マルチパス現象を活用してUWB信号の受信性能を改善することも本発明の更なる目的である。

【0039】

大規模集積回路（LSI）半導体技術によって大部分を製造可能なデバイスで前述の目的を提供することも本発明の更なる目的である。

【0040】

半導体ロジック回路の固有の上昇時間（又は、下降時間、（これらは通常「エッジ」と呼ばれる））から生成された区分的に連続した波形を提供することも本発明の更なる目的である。

【0041】

半導体回路の動作速度の関数として広いスペクトルにわたって通信可能なスケーラブル無線を提供することも本発明の更なる目的である。

【0042】

更に、本発明の特徴は、新しい半導体回路が導入される際の「処理能力は18ヶ月ごとに略倍になる」というゴードン・ムーアの仮説に従い、本発明の通信効率も「ムーアの法則」に従って向上することである。

【0043】

更に、本発明においては、ロジック回路の上昇及び下降時間（エッジ）に基づいて波形を生成している。従って、ロジック回路の速度と性能が時間の経過と共に上昇すれば、本発明による送信で利用可能な帯域幅も拡大し、この結果、本発明によって実現される電力スペクトル密度の限られたチャネルのデータレートも上昇する。

【0044】

本発明の前述及びその他の目的と利点に関し、以下に説明によって明らかにする。この説明において、本明細書の一部をなす以下の図面を参照するが、これらの図面は説明のために提示するものであり、好適な実施例に本発明を限定するものではない。又、以下の説明は本発明のすべてを表すものではなく、本発明は、本発明の広さに応じた異なるアレンジによって実施可能である。

【0045】

（好適な実施例の詳細な説明）

（UWBの定義）

エネルギー拡散の観点、即ち、分解能の観点では、帯域幅と中心周波数は独立に取り扱うことができる。しかしながら、DARPA研究パネルによって造語されたこのUWBという用語は、その名前には「相対帯域幅」という用語が含ま

れてはいないものの、その定義はこれを必要としている。

【0046】

本発明者が認知するところでは、このような中心周波数との関連での帯域幅に基づいた定義を好む理由は、次の3つの望ましい主要特徴によるものである。その第1は、シンチレーションとマルチパスフェージングに対する耐性である。シンチレーション、スペckル、及びマルチパスフェージングを防止する唯一の方法は、波長に略等しい分解能を備えることである。そして、理由の第2は、広帯域幅信号による材料への貫通性である。高損失媒体を通して最大データレートで通信するには（或いは、高損失媒体を通して、又は、高損失媒体内において最大解像度のレーダーによる画像化を実行するには）、低周波数（貫通性）と広帯域（分解能）の両方が必要であり、これらをひとまとめにすれば、広い相対帯域幅が必要だ、ということになる。このようなケースでは、高周波数での損失はあまりに大きく、そのような高周波数は使用することができない。これらの利点は特に広い相対帯域幅によってもたらされるものであり、狭帯域システムでは得られないため、UWBの定義は相対帯域幅に基づいたものになるのである。

【0047】

Bを帯域幅、 f_c を中心周波数、 f_h 及び f_l を高周波数及び低周波数カットオフ（例：ピークから-6 dB）とした場合、比帯域幅 B_r は次の式によって定義される。

【0048】

$$B_r = B / f_c = (f_h - f_l) / ((f_h + f_l) / 2) \quad (1)$$

【0049】

UWBシステムとは、0.25～2.0の範囲の比帯域幅 B_r を有するものであり、これは、UWBシステムの場合、帯域幅と中心周波数が略一致する（別の表現をすれば、分解能と波長が一致する）ということの意味している。

【0050】

（分析的なUWB波形）

本発明においては、ガウス形状波形の導関数である分析的な送信励起波形（即ち、信号）を使用することが望ましいが、この理由は、このような信号が所与の

占有帯域幅に最適な時間分解能を有しているためである。又、これらの信号は、連続しており無限に弁別可能である。本発明では高次の導関数を使用しており、図2Aの時間領域に示す1次導関数（ガウスモノサイクル）は、次の式によって定義される。

【0051】

【数10】

$$s(t) = \frac{A\sqrt{e}}{t_p} t e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{t_p}\right)^2}$$

(2)

【0052】

ここで、Aはピークの振幅であり、 $2 t_p$ はピーク間のパルス幅であり、エネルギーは、次の式で表される。

【0053】

【数11】

$$P = A^2 t_p \frac{e\sqrt{\pi}}{2}$$

(3)

【0054】

式(4)で与えられる図2Bに示すスペクトル $s(f)$ もガウスである。

【0055】

【数12】

$$S(\omega) = A \sqrt{2\pi e t_p} \omega^{-\frac{1}{2}} (t_p \omega)^p$$

(4)

【0056】

スペクトルのピークは、次の位置に発生する。

【0057】

$$\omega_{\max} = \pm 1 / t_p \text{ rad/s、即ち、} f_{\max} = \pm 1 / 2 |t_p| \text{ Hz}$$

【0058】

帯域幅は、-6 dBの電力レベルにおける上位周波数及び低位周波数によって次のように決定される。

【0059】

$$f_{l0} = 0.3191057 f_{\max}, f_{h1} = 1.9216229 f_{\max} \quad (5)$$

【0060】

中心周波数は次のとおりである。

【0061】

$$f_c ((f_{l0} + f_{h1}) / 2) = 1.12 f_{\max} \quad (6)$$

【0062】

各導関数は電力スペクトルの直流(DC)にゼロを置くため、高次の導関数を使用すると時間領域に多くのゼロ交差が存在し、帯域幅が狭くなり、低周波数カットオフと中心周波数が押し上げられる。

【0063】

(本発明によるXIバイフェーズ変調のピーク電力対平均電力比(波高率)の算出)

効率の良い送信機を得るには、クラスC又はスイッチングモードで動作させることが望ましい。又、標準的な低電圧高速CMOSで動作するためには、ピーク電力を最小化することが望ましい。即ち、波高率(ピーク電力対平均電力比)は

低いほうが望ましいのである。本発明において使用する波形の波高率は次のように算出することができる。まず、隣接するパルス間における大きなエネルギーのオーバーラップを避けるように信号間隔（即ち、パルスの繰り返し周波数（PRF））を定義する。これは、 $\alpha = 3.0342$ で $|t| > \alpha t_p$ の場合に、 $|s(t)| < 0.05$ で表すことができる。最小パルス振幅をピーク振幅から26dB下がったところに設定すれば、最大パルス繰り返しインターバル（PRI） T 、及びパルス繰り返し周波数（PRF） F_{prf_max} は次のようになる。

【0064】

$$T = 2\alpha t_p, F_{prf_max} = 1/T \quad (7)$$

【0065】

そして、平均電力は次のように算出することができる。

【0066】

【数13】

$$P_{mono} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t) dt \approx \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt = \frac{1}{T} \frac{e\sqrt{\pi}}{2} A^2 t_p = \frac{e\sqrt{\pi} A^2}{4\alpha} = \frac{A^2}{2.519}$$

(8)

【0067】

ピーク電力は A^2 であるため、ピーク対平均比は2.519になる。比較のための参考として、振幅が A の正弦波の場合、 A^2 のピーク電力と $A^2/2$ の平均電力を有しており、ピーク対平均比は2である。

【0068】

この分析は、本発明で使用するバイフェーズ信号が効率の面で連続波CWトーンと類似していることを示しており、この低い波高率によって大きな利点をもたらされる。即ち、従来のPPMシステムとは異なり、本発明によるトランシーバー、受信機、又は送信機の場合には、アンテナを低電圧CMOS IC上のピン

に直接装着できるのである。更に、パルス電圧が低く大きなスパイクではないため、回路基板上のトレース間のクロストークを簡単に制御することができる。

【0069】

(スペクトルの拡散)

従来のシステムが搬送波を使用して動作しているのに対し、本発明ではVSB技術の一形態を使用しており、搬送波は使用していない。以下に、そのスペクトル特性を導き出す。まず、基本的なパルス波形 $s(t)$ を前述のとおりとし、ユーザー符号 $h(t)$ を、次式により、 n でインデックス付けされた等間隔の正及び負方向のインパルスからなる長さ N_c のシーケンスによって表現することとする。

【0070】

【数14】

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n)$$

(9)

【0071】

ここで、 τ_c は符号変化の間隔である。 k でインデックス付けされたデータビット当たり1つの等間隔の正及び負方向のインパルスによってデータ $d(t)$ が表現されるよう、 $\{0, 1\} \rightarrow \{-1, 1\}$ のマッピングを適用して圧縮、前方誤り訂正、及び白色化スクランブラによって2値データをエンコードすることとする。更に、データビット当たり N_b の符号インパルスが存在することとする（即ち、 N_b のインパルスから構成されるチップが単一ビットを構成する）。例えば、 $d_k = [1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, \dots]$ の場合には次のようになる。

【0072】

【数15】

$$d(t) = \sum_k d_k \delta(t - k\tau_d)$$

(10)

【0073】

ここで、 $\tau_d = N_b \tau_c$ はデータ変化の間隔である。符号とデータの組み合わせを次のように表すこととする。

【0074】

【数16】

$$g(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_b-1} h_{(kN_b+n) \bmod(N_c)} d_k \delta(t - (kN_b + n)\tau_c)$$

(11)

【0075】

従って、放射波形 $x(t)$ は次の畳み込みとなる。

【0076】

$$x(t) = g(t) * (X) s(t) \quad (12)$$

【0077】

時間における畳み込みは周波数領域における乗算であるため、送信スペクトルは次のようになる。

【0078】

$$X(\omega) = G(\omega) S(\omega) \quad (13)$$

【0079】

$G(\omega)$ は白色化されるため、送信スペクトルは本質的に基本的なインパルス

波形 $s(t)$ のスペクトルである。符号長とチップが同じ長さの最も単純なケース（即ち、 $N_c = N_b$ ）の場合、 $g(t) = h(t) \cdot d(t)$ であり、従って、送信スペクトルは次のように簡単である。

【0080】

$$X(\omega) = H(\omega) D(\omega) S(\omega) \quad (14)$$

【0081】

繰り返しになるが、 $h(t)$ 及び $d(t)$ の両方が十分に白色であるため、送信スペクトルは、基本的なインパルス波形 $s(t)$ のスペクトルに似ている。従って、直接拡散法スペクトル拡散（DSSS）及び符号分割多元接続（CDMA）システムにおいて通常使用される同一の符号（例：Kasami、Gold、Walsh-Hadamard、PNなど）を本発明の一部として使用することが可能である。

【0082】

（シャノンの理論的なチャネル容量の限界から恩恵を受ける情報理論）

情報理論及び規制の観点から短距離で高データレートのアプリケーションには本発明の UWB 波形が好適だ、という技術的な根拠は、次のシャノンのチャネル容量式によるものである。

【0083】

$$C = B \log(1 + (S/N)) \quad (15)$$

【0084】

この式は、ビットレート C をチャネルの帯域幅 B と信号対雑音比（SNR）に関連付けるものであり、この式（15）から主に2つの情報を得ることができる。その第1は、SNRが低いレベルでは \log 関数は略線形であり、電力を倍にすればデータレートも略倍になるが、SNRが高くなると \log 関数は急激に非線形となり、電力を大幅に増強してもデータレートはわずかに上昇するのみであるという点である。複雑な変調体系（即ち、1ビット/Hzを超えるものを提供する体系）には高SNRが必要であり、大電力を使用してSNRを向上させなければならないが、この好ましくない \log の関係で電力がデータレートに変換されるため、狭帯域システムで高データレートを得るのは根本的に困難なことである。

ると結論付けることができる。

【0085】

第2の主要な観察結果は、信号の電力を定義する方法に関連するものである。UWBシステムの場合には、 $P_o = \text{watts} / \text{Hz}$ という放射に対する規制上の制限が存在する。従って、信号電力は、帯域幅と比例し、シャノンの式は次のようになる。

【0086】

【数17】

$$C = B \log \left(1 + \frac{S}{N} \right) = B \log \left(1 + \frac{P_o B}{KTB} \right) = B \log \left(1 + \frac{P_o}{KT} \right) = B \log \left(1 + \frac{P_i G_i A_e}{KT(4\pi r^2)} \right) \quad (16)$$

【0087】

この分析結果は、データレートが帯域幅と比例することを示している。又、これは、低SNR変調技術を使用する場合には、データレートが電力と比例することをも示しており、これは本発明の特徴である。帯域幅が必要なデータレートを上回るため、CDMA符号と組み合わせ、データレートを電力の削減又はレンジの拡大とトレードするのである。長さが異なる符号を使用することにより、本発明によるUWBシステムは、すべてをソフトウェアで制御しつつ、100Kビット/秒～100Mビット/秒の（並びに、少数ユーザーから多数のユーザーに及ぶ）範囲の拡張性を有している。

【0088】

（WPANに対する本来的な適合性）

UWBは、WPANのような近距離で高データレートのアプリケーションにおいては競争上の優位性を有しているが、携帯電話システムのような長距離で低データレートのアプリケーションの場合には、同様の優位性を保持していない。即ち、いくつかの理由から、従来のシステムは屋外における優位性を保っているのである。その理由の第1として、従来の携帯電話システムは非常に大きな電力を

有しており、これが $1/R^2$ 伝搬路損失を克服するのに極めて重要であるという点である。UWBシステムの場合には、その他のユーザーと干渉せずに共存しなければならないため、電力面で厳しい制約が存在する。このため、建物による自然な遮蔽は、屋内のUWBアプリケーションにとって理想的であるのに対し、屋外のブロードキャスト・アプリケーションは、干渉が極大化するために最も不適なものになるのである。

【0089】

第2の理由は、狭帯域システムの場合には、前述の大電力に加え、高いアンテナ利得（狭帯域に最適化された指向性アレイ及びパラボラ）を享受できることである。UWBシステムのアンテナ利得は、FCC（又はその他の国の同等規制）により、送信電力の制限ではなく、ピークのV/mがすべての角度において3mに制限されているため、逆に作用する。即ち、送信アンテナ利得を上げても、UWBシステムの場合には遠距離での稼動が可能にならず、それでも低レベルの送信機の出力要件を低下させるだけなのである。又、UWBシステムの場合には、分散的であることから最も実績のあるアンテナ構造（例：対数周期やスパイラルなど）を使用するという恩恵を受けることもできない。

【0090】

第3の理由として、屋内環境で一般的な間隔の狭いマルチパスの分解におけるUWBシステムの優位性は、屋外システムの場合には、マルチパス遅延の広がりがあるために大きいために有効ではない。そして、狭帯域のRAKE処理は、（UWBに有利な）屋内には適用できないが、屋外には適用できる。即ち、UWB技術の、非常に狭い間隔のマルチパスにおける優れた能力と高データレートを提供する優れた能力は、WPANのような近距離で高データレートの非常に低電力のアプリケーションにおいて発揮されるものであり、UWB技術は、これが可能な屋内アプリケーションにおいて競争上の優位性を享受できるのである。

【0091】

（本発明によるバイフェーズUWB波形の変調の利点）

本発明に含まれているモデムは、低電力CMOS回路に主に実装するべく設計された、完全にコヒーレントなバイフェーズベースバンド直接拡散法によるスペ

クトル拡散無線とでも表現可能なものである。この実装は、従来のシステムに実装されているビデオインパルスペア及びパルス位置変調（PPM/時間ホッピング）とは対照的なものであり、本発明のいくつかの利点を以下に列挙する。

【0092】

1) バイフェーズ変調により、次節で説明するごとく、マルチパスの存在しない環境においてPPM（時間ホッピング）に比べ、前提条件に応じて3～6 dBの優位性がもたらされる。更に、PPMシステムのデータ変調などにマルチパスがしばしば出現するため、これを考慮すると、更に大きな優位性が実現する。

【0093】

2) バイフェーズ変調の場合、最も低いスペクトルを使用することにより、所与のマルチパスの分解及びデータレートを実現しつつ、最適な素材貫通性がもたらされる。即ち、バイフェーズ変調とPPMが等しいデータレートを有していると仮定すれば、両者の変調技術が1ビットをエンコードするのに所要する時間は同じである。しかしながら、PPMの場合には、1つのバイフェーズパルスを格納するものと同じ時間ウィンドウ内に2つのパルスを嵌め込まなければならないため（図3A、3B、4A、及び4Bを参照されたい）、バイフェーズパルスはPPMパルスの1/2の帯域幅（即ち、2倍の幅）を有することになる。半分の帯域幅とは、UWBシステムの場合には、半分の中心周波数に等しく、この結果、バイフェーズ変調は貫通性の良い低い周波数で動作可能になり、高損失素材を通してデータレートにおける優位性がバイフェーズ変調にもたらされる。

【0094】

3) バイフェーズ変調は、最適なマルチパス分解能を実現する。バイフェーズシステムがパルス幅に一致する1ビットの時間ウィンドウを有しているのに対し、PPMの1ビットの時間ウィンドウはパルス幅の2倍になっている。PPMシステムの場合には、マルチパスによってパルス位置が曖昧になるため、マルチパス反射に敏感であり、マルチパス反射は、実際には、データ変調領域に現れる。一方、これとは対照的に、バイフェーズシステムの場合には、「1」及び「0」がまったく同一の伝搬路を使用し、その伝搬路が単一パルス幅の時間ウィンドウ内で分解されるため、マルチパスの影響が最適に最小化される。図5A及び図5

Bを参照されたい。

【0095】

4) 前述の3)と同様に、バイフェーズ変調は、パルス波形のゼロ交差数に敏感ではない。PPMシステムの場合には、余分なゼロ交差が存在する場所の関数として「1」のエネルギーが任意の位相で「0」位置内に塗布されるため、フィルタ、マルチパス、アンテナなどによって発生する余分なゼロ交差によって混乱する。一方、これとは対照的に、バイフェーズシステムの位相検出器は、位相がすべて線形プロセス（即ち、フィルタ、マルチパス、アンテナなど）によって維持されるため、位相エンコードされたデータを継続的に検出する。

【0096】

5) バイフェーズ変調のピーク電力対平均電力比は3未満である（参考として、正弦波の場合は2である）。この結果、効率的な「スイッチング」送信機が得られ、当然、安価な低電圧CMOS実装に適合する。アンテナで必要なのはわずかに1Vのピーク間電圧であり、これは、低電圧CMOSの性能範囲内である。

【0097】

6) バイフェーズ変調の場合には、ジッタリング要件が軽減されるため、クロック生成のための無線ジッタリング要件をCMOSによって満たすことができる。PPMの場合には、高速で（即ち、パルスからパルス）任意の時間位置を正確に制御しなければならず、このためにジッターを蓄積する一連の広帯域回路が必要である。これとは対照的に、バイフェーズシステムの場合には、パルスが一定の間隔で発生するため、必要なのは安定したクロック（安価で高Qの低ジッタークロック）のみである。

【0098】

（PPMに対するバイフェーズの優位性の理論的実証）

以下に、PPMに対するバイフェーズ変調の優位性を数学的に実証する。両者の変調技術が帯域幅と平均電力が等しい高ピークRFを生成する時間パックされたパルスを備えており、PPMパルスはオーバーラップせず、バイフェーズ変調はデータレートで3dBの優位性を有しPPMに比べて3dB少ないピーク電力を必要とすると仮定する。まず最初に、非コヒーレントPPMについて検討し、

結果的に相関係数によって性能が劣化することを指摘する。次に、最適なPPMの非実用的な実装について検討する。このケースの場合も、両者の変調技術が帯域幅と平均電力が等しい高PRFを生成する時間バックされたパルスを用意していると仮定するが、この場合には、PPMパルスが相互相関の値を最小化するべくオーバーラップしているものとする。この検討の結果、最適なPPMは、バイフェーズ変調より性能で0.9 dB劣っており、0.8 dBだけ大きなピーク電力が必要であることが判明する。そして、最後の比較例は、両方の変調技術の帯域幅、平均電力、及びピーク電力が等しく、PRFが低いケース、即ち、低デューティサイクルの送信機であり、このような状況下では、バイフェーズ変調がPPMよりも3 dBだけ優れていることが示される。そして、分析をスペクトル白色化の実用的な問題を考慮した変調技術の比較によって締め括るが、白色化技術の違いにより、PPMシステムに対するバイフェーズシステムの実装上の大きな優位性がもたらされるのである。

【0099】

尚、以下の分析では、ランダムなマルチパスの影響が考慮されていない。実際には、PPMシステムの変調領域にマルチパスが現れるため、マルチパスチャネルのケースでは、バイフェーズシステムに更なる優位性があるものと予想される。

【0100】

(理論の構築)

通常のUWBシステムの送信信号は次のようにモデル化することができる。

【0101】

$$x(t) = V_t s(t, b) \quad (17)$$

【0102】

ここで、 t は時間、 b はビット値 ($b \in \{0, 1\}$)、 V_t は送信波形の振幅、 $s(t, b)$ はエネルギーを基準にした波形をそれぞれ表している。従って、信号アルファベットは $\{s(t, 0), s(t, 1)\}$ であり、これは次の内積 (即ち、相互相関) を備えている。

【0103】

$$\begin{aligned}
 < s(t, 0), s(t, 0) > = 1 \\
 < s(t, 1), s(t, 1) > = 1 \\
 < s(t, 0), s(t, 1) > = \rho \quad (18)
 \end{aligned}$$

【0104】

これらの相互相関は、ピークでサンプリングされたコヒーレント検出器の出力を表している（即ち、理想的なマッチドフィルタ受信機である）。前述の送信モデルは、バイフェーズとパルス位置変調（PPM）技術の両方に適用され、バイフェーズ変調の場合は、 $s(t, 0) = -s(t, 1)$ で $\rho = < s(t, 1) >$ 、 $s(t, 1) > = -1$ であり、パルス位置変調の場合は、2つのパルスがオーバーラップしないと仮定すれば、 $\rho = 0$ である。

【0105】

付加白色ガウス雑音（AWGN）チャネルを仮定すると、受信信号は次のようになる。

【0106】

$$r(t) = V_t s(t, b) + n(t) \quad (19)$$

【0107】

ここで、 $n(t)$ は、平均が0で標準偏差が σ のAWGNである。受信信号 $r(t)$ のビット b を誤って識別する確率は次のとおりである。

【0108】

【数18】

$$P_e = Q\left(\frac{V_t}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\rho}{2}}\right)$$

(20)

【0109】

この式20は、1989年にホルトラインハートアンドウィンストン (Holt, Rinehart, and Winston) 社から発行されたB. P. ラティ (B. P. Lathi) 著「

新しいデジタル及びアナログ通信システム (Modern digital and analog communication systems)」、及び1968年にジョンワイリーアンドサンズ (John Wiley and Sons, Inc.) 社から発行されたH. L. ユーリス (H.L. Van Trees) 著「検出、算定、及び変調理論第1部 (Detection, Estimation, and Modulation theory Part 1)」に示されており、本引用により、それぞれのすべての内容が本明細書に包含される。ここで、 $Q()$ は次のように定義される誤差関数である。

【0110】

【数19】

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$$

(21)

【0111】

誤り確率の式20を使用すれば、バイフェーズとパルス位置変調の相対的な性能を検討することができる。

【0112】

図3A及び図3Bは、バイフェーズシステムの信号波形を示している。バイフェーズの場合には、 $\rho = -1$ であり、誤り確率は次のとおりである。

【0113】

【数20】

$$P_e^{\text{biphase}} = Q\left(\frac{V_t}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{2}}\right) = Q\left(\frac{V_t}{\sigma}\right)$$

(22)

【0114】

以下の節では、式(16)を様々なPPM送信体系と比較する。

【0115】

(PPMとバイフェーズの比較—ケース1)

これら2つの変調形態を比較するにはいくつかの方法がある。例えば、ピーク電力又は平均電力が同一であることを前提とすることができ、理論的な観点では平均電力が意味を持つが、実装効率はピーク電力によって決定される。又、性能比較はPPM信号波形の相関係数に依存しており、データレートを同一にするのか、或いは帯域幅を同一にするのかも選択しなければならない。前述のとおり、システムのデータレートが等しい場合は、バイフェーズパルスはPPMパルスの半分の帯域幅(即ち、2倍の時間幅)を得ることができる。この結果、高損失素材を介する場合のデータレートの優位性がバイフェーズにもたらされるのである。

【0116】

このケース1では、バイフェーズとPPMシステムの帯域幅が等しく(即ち、パルス幅が等しい)、PPM波形はオーバーラップしないものと仮定する。この結果、バイフェーズの2ビットがPPMの1ビットと同じ時間ウィンドウに嵌め込まれるため、PPMシステムのデータレートはバイフェーズシステムのデータレートの半分となる。PPM波形が図4A及び図4Bに示されているが、PPMの時間軸は図3A及び図3Bに示すバイフェーズ波形の時間軸の2倍になっている。バイフェーズシステムは、1つのPPMパルスの期間に2つのパルスを送っているため、等しい平均電力を維持するのに、PPMパルスの2倍の電力を使用

する。これらの2つのパルスは直交しており ($p = 0$)、誤り確率は次のとおりである。

【0117】

【数21】

$$P_e^{\text{PPM}} = Q\left(\frac{\sqrt{2V_t}}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{2}}\right) = Q\left(\frac{\sqrt{2V_t}}{\sigma\sqrt{2}}\right) = Q\left(\frac{V_t}{\sigma}\right)$$

(23)

【0118】

式(22)及び(23)からは同一の結果が得られる。従って、バイフェーズとPPM信号技術の誤り確率は等しいが、バイフェーズ技術のデータレートはPPMのデータレートの2倍になっており、この2倍のデータレートは電力における3dBの優位性と等しい。

【0119】

PPMが必要とするピーク電力は、バイフェーズ信号に必要なピーク電力よりも3dB大きいことに留意されたい。即ち、平均電力の代わりにピーク電力を基準にすると、バイフェーズ変調はPPMよりも6dBだけ優れている。

【0120】

(PPMとバイフェーズの比較—ケース2及び3)

前述の内容は妥当な比較基準ではあるが、この分析内容を調整して特定の実装を評価することができる。例えば、非コヒーレント検出を使用すると(ケース2)、ビデオフィルタ設定時間のために $\rho > 0$ となり、PPMの性能のほうはずか悪くなる。一方、PPMパルスをオーバーラップさせることによって(ケース3)コヒーレント検出器の性能を最適化し相関係数 ρ を最小化することもできる。但し、フィルタとアンテナによって性能が位相ジッター及びパルス拡散に敏感になるため、PPMの最適な形態は、通常、使用されない。又、UWBパルスのビ

ークを取得するのに十分な帯域幅を有するサンプラが必要になる。

【0121】

しかしながら、完全を期するため、図5A及び5Bに、所与の波形の好適なパルス配置を示している。この構成の場合には、 $\rho = -0.6183$ であり、波形はバイフェーズ変調に必要なものと比べ、1.2倍長い。従って、振幅が $\sqrt{1.2}$ だけ大きくなって平均電力が同一に維持されている。この結果、誤り確率は次のようになる。

【0122】

【数22】

$$P_e^{\text{PPM}} = Q\left(\frac{\sqrt{1.2V_i}}{\sigma\sqrt{1.2359}}\right) = Q\left(\frac{V_i}{\sigma\sqrt{1.0348}}\right)$$

(24)

【0123】

この最適なPPMのSNRは、バイフェーズ変調よりも0.1486dBだけ劣り、データレートはバイフェーズ変調よりも0.7712dB劣っている。即ち、バイフェーズ変調は、この最適なPPM構成よりも0.9298dB優れているのである。更に、バイフェーズ変調のピーク電力要件は、PPMのピーク電力要件よりも0.7712dBだけ小さい。即ち、ピーク電力を基準にすれば、バイフェーズ変調は最適なPPMよりも1.7dBだけ優れている。

【0124】

(PPMとバイフェーズの比較—ケース4)

PPMとバイフェーズ信号の最後の比較例として、両方のシステムが同一のパルス幅、同一のピーク電力、同一の平均電力、同一の帯域幅、同一のデータレートを有し、PPMパルスがオーバーラップしないケースを取り上げる。従って、両方の技術においてデューティサイクルとPRFは低く、等価である。このケー

スでは、PPMの場合は $\rho = 0$ で、バイフェーズの場合は $\rho = -1$ であり、この結果、誤り確率は次のとおりである。

【0125】

【数23】

$$P_e^{\text{biphase}} = Q\left(\frac{V_t}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{2}}\right) = Q\left(\frac{V_t}{\sigma}\right)$$

及び

$$P_e^{\text{PPM}} = Q\left(\frac{V_t}{\sigma} \sqrt{\frac{1-\sigma}{2}}\right) = Q\left(\frac{V_t}{\sigma\sqrt{2}}\right)$$

(25)

【0126】

従って、このシナリオの場合には、バイフェーズがPPMに比べて3dBの優位性を有している。

【0127】

(PPMのデューティサイクルとPRFの制約)

バイフェーズシステムは、データの白色化／拡散符号による変調によってスペクトルを白色化しており、実現可能なPRFにはなんの影響も及ばない。一方、これとは対照的に、PPMの場合は、パルス位置を時間的にジッタリングすることによってスペクトルの白色化を実現しており、この時間ジッターを可能にするため、UWB PPMシステムは低デューティサイクルで動作しなければならない。例えば、PPMシステムは公称 $1/2$ nsパルスと公称10 MHz PRF ($1/2$ nsオン、99.5 nsオフ)で動作する。従って、ピーク対平均比200で1 mWの平均電力を得るには、送信パルスは200 mWのピーク電力 (+23 dB) (50 Ω に対する9 Vのピーク間正弦波に等しい)を必要とする。一方、これとは対照的に、本発明のバイフェーズシステムは3未満のピーク対平均

比で動作する（参考として、連続正弦波のピーク対平均比は2である。）従って、本発明による無線の場合には、1 mWの平均電力を送信するのに必要とされるのは、わずかに3 mWのピーク電力（4.8 dB）（50 Ω に対して1.1 Vのピーク間正弦波と等しい）でしかない。即ち、等価なバイフェーズシステムに比べ、PPMのピーク電力要件が格段に大きいことは明らかである。尚、重要な点は、高帯域幅の1.1 Vのスイングが低電圧の、18 μ CMOS部品によって得られることであり、高帯域幅の9 Vのスイングには、外付けのスナップリカバリダイオード又はトンネルダイオード及び外付けのマイクロ波回路が必要である。

【0128】

（UWBの現象面における利点）

通信の特定クラス及び遠隔検出問題の解決におけるUWBの重要度を高める物理的な要素が4つ存在している。それは、散乱現象、貫通深度、分解能と帯域幅の結合、及び干渉パターンである。超広帯域実装におけるこれらの要素を以下にまとめておく。

【0129】

（散乱現象）

照射された物体からの散乱は、その物体のサイズと波長（ λ ）の比率によって支配される。物体のサイズが $\lambda/4$ 未満の場合には、物体はレイリー領域内にあり、この場合には、波は物体とほとんど相互作用せず、散乱もほとんど発生しない。又、散乱に方向性はなく、散乱の振幅は、通常、 f^2 （ f は周波数）に比例する。次に、物体のサイズが $\lambda/2 \sim 6\lambda$ の範囲にある場合は、物体は共振領域内にあり、この場合には、散乱の振幅は周波数の掃引に伴って振動し、ピークで拡大する。散乱エネルギーは、通常、方向性を備えるが、いくつかの広いビームとなる。そして、物体が 6λ よりも大きい場合は、振動現象が減衰し、物体は光学領域にあるといわれる。散乱エネルギーは多数のビームとなり、高度な方向性を持つようになる。単一ビームの振幅は、通常、 F^0 の形態をとり、散乱を引き起こす物体の形状と特徴に応じて $a = -1, -0.5, 0, 0.5$ 、又は1である。周波数スペクトルを利用するUWBレーダーの場合、周波数スペクトルを使

用して「a」を評価し、散乱メカニズムを識別している。

【0130】

周波数が低下すると散乱ローブが広くなり物体による散乱が減少又は停止するため、レーダー及び通信にとってこれら3つの領域は重要である。即ち、レーダーの場合には、この現象（周波数の低下による散乱の減少又は停止）によってクラッターが軽減される。一方、通信システムの場合には、この現象により、マルチパス反射の密度が低下する共に、広い散乱ローブによるマルチパスの変動も軽減される。

【0131】

（貫通深度）

高損失素材／媒体内への貫通深度は λ に比例する。従って、例えば、地中に埋まっている障害物を検出、或いはこれと通信する場合には非常に低い周波数が必須であり、同様に、壁や床を介して通信する場合にも、高周波数よりも低周波数のほうが適している。計測結果によれば、例えば、コンクリート壁による減衰は約 10 f d B/m （ f の単位はGHz）である（例えば、1997年にニューヨークのプレナムプレス（Plenum Press）社から発行されたジョン・オーランド（John Aurand）著「超広帯域ショートパルス電磁気学第3巻（Ultra-Wideband Short Pulse electromagnetics 3）」（監修バウムほか（Baum et al））の239～246頁「コンクリート壁を介したショートパルス伝搬の計測（Measurement Of Short Pulse Propagation Through Concrete Walls）」を参照されたい。尚、本引用により、この内容は本明細書にすべて包含される。又、図1も参照されたい）。従って、これらの素材を貫通するには、可能な限り低い周波数を使用しなければならないが、マルチパス反射の分解や物体の画像化には最良の分解能が必要である。即ち、コンクリート壁を介した通信や画像化に最適な装置は、可能な限り低い周波数で稼動すると共に、それらの低周波数で最良の分解能を提供するものである。

【0132】

（帯域幅と分解能）

時間の分解能と周波数の分解能は反比例関係で結合している。即ち、高精細の

時間分解能を得るためには広帯域が必要であり、逆に、周波数の高分解能を得るには、長いタイムスケールが必要である。同様に、周波数スペクトルにノッチを入れるには、時間サイドローブを時間領域波形内に入れなければならない。低周波数で広帯域を得て結果的に高精細な時間分解能を得る唯一の方法は、UWBの属性である広い相対帯域幅を備えることである。

【0133】

(UWBのマルチパスチャネルモデル(即ち、UWBの干渉特性))

パルス(圧縮/マッチドフィルタ処理されたもの)内に複数サイクルを許容するほどに相対帯域幅が小さい場合には、干渉プロセスは混沌としている(複数のピーク及び零点が存在する)。繰り返しになるが、この現象は、相対帯域幅が広いというUWBの定義に戻る。パルス幅よりも時間シフトが小さい複数の波形が到来すると、常に干渉パターンが発生する。図6A~図6Cには、1GHz帯域幅のUWB信号と1GHz帯域幅の狭帯域信号(即ち、中心周波数が10GHzである)とを比較することによってこの現象が示されている。図6Cは、合計された反転及び非反転パルスを示しているが、両者が明確に分離されるよう時間シフトされている。UWB波形がXバンド波形(多数のサイクルを有している)上に重ね合わせられており、図6A及び図6Bは、2つのパルスが正確にオーバーラップした状態からオーバーラップしない状態にシフトする際の検出器からの出力を示している。狭帯域信号との複数のフェードが存在し、短いタイムスケールによる変動の発生が明らかである。一方、これとは対照的に、検出されたUWB信号はゆっくりと変動しており、深い零点や複数のピークは存在しない。

【0134】

このシンチレーション及び変動レートの軽減により、通信システムにおけるUWBシステムの低リンクマージンでの動作が可能になっているのであり、単純なハードウェアによる複数信号伝搬路のトラッキングとRAKE処理の適用もこれによって可能になっているのである。レーダーシステムの場合には、狭帯域システムの特徴である高速の複数フェード(例:レーダーシンチレーション)の大部分がUWBシステムによって緩和され、複数ローブの干渉パターンは存在しない。例えば、通常の狭帯域SAR(合成開口レーダー)画像には、スペckルが存

在している（1992年4月に発行されたジョン・マコークル（John McCorkle）著「陸軍研究所の超広帯域群葉貫通SARの速報（Early Results from the Army Research Laboratory Ultra Wide Bandwidth Foliage Penetration SAR）」SPIE第1942巻（ISBN 0-8194-1178-7/93）の88～92頁を参照されたい。尚、本引用により、このすべての内容が本明細書に包含される）。スペックルとは、加算された複数の時間シフト波形によって発生する干渉パターンであり、あるときは同じ位相で加算されてピークが拡大し、あるときは異なる位相で加算されてキャンセルされる。しかしながら、互いに時間的にスライドする単一サイクル波形の加算の場合には、正確に整合しない限り加算されても複数の零点やピークが生成されないため、UWBのSAR画像にはスペックルが存在しない。

【0135】

（無線実装上の利点：無線実装に対するUWBの伝播物理特性の影響）

本発明者の認知するところでは、前述のUWBの伝播に関する各種側面は、建物やその他の高クラッターエリア内で稼動するように構築された通信システムの最適化に重要なものである。但し、屋内チャネルの計測とシステム開発の観点から、以下のとおり、無線エンジニアリングに影響を及ぼす主要な課題が3つ存在している。

【0136】

1) 送信機と受信機間には多数の分解可能な伝搬路長が存在しており、それらの伝搬路長のそれぞれを使用して通信が可能である。これらの伝搬路長は時間的な分解が可能であるため、それらを組み合わせて使用することによってSNRを改善することができる。

【0137】

2) RFエネルギーの複数サイクルを有していない1つのパルスによって1ビットが表現されているため、特定マルチパスの「位相」を導き出すのになにも必要ではなく、ピークを検出すると位相も検出される。

【0138】

3) マルチパスが固有の条件を満足して特定の伝搬路長上のUWB信号をキャンセルする（又はフェードを引き起こす）可能性は低い。送信機と受信機間に存

在するすべての伝搬路長において同時に深いフェード状態に陥る可能性は更に少なく、これとは対照的に、強い信号をもたらす複数の伝搬路長が存在する可能性が高い。

【0139】

前述の1)の結果として、本発明には1つ以上のRAKEチャネルを含むことが望ましい。2)の結果として、チャネルモデルの取り消し(元に戻す)に必要な逆畳み込みが不要であり、それらのRAKEチャネルの実装に必要な回路と電力処理ハードウェアは単純である。即ち、各伝搬路長の信号が分解されるため、DSPなしにチャネルモデルが直接提供され、必要な唯一の処理は重み付けと加算だけである。3)の結果として、本発明の無線は、狭帯域無線に比べて低いRF電力で動作可能である。マルチパスの零点が深くないため、最悪のケースのリンクマージンを格段に低くできる。そして、平均的なケースのリンクマージンも、屋内の伝播損失が $1/R^{3.5}$ 曲線ではなく標準的な自由空間の $1/R^2$ 曲線に従うため、低くなる。

【0140】

図7は、12階建て鉄筋コンクリートオフィスビルの7階における損失対距離の計測結果を示している。送信信号が1つの部屋から放出され、金属のキャビネット、複写機、及びプリンタに囲まれた大きな構造コンクリート支柱を通過し、ドア(点線のところ)を通過して会議室に入っている。送信機をそれぞれの距離に物理的に移動させ、受信機によってシーケンスを取得/トラッキングした。このシーケンスにおいて、受信機は最良の伝搬路(即ち、最大の信号)を検出した後に通信を開始している。図7は、ビット決定を行うのに使用するA/Dコンバータによって計測された受信電力レベル対距離を単純にプロットしたものである。

【0141】

このプロットと狭帯域システムのプロットの違いは注目に値する。2.4GHzの屋内システムの同一のプロットは、ランダムな数インチ間隔の深いフェードを示している。狭帯域システムの場合は、分解されないマルチパスの干渉フィールドで動作しているため、受信機の移動に伴って高速のフェードとピークが発生している。自由度を追加するべく、設計者は複数のアンテナを使用することは可

能であるが、無線が格段に複雑なものになってしまう。2.4GHzの屋内チャネルは、通常、 $1/R^{3.5}$ に比例する平均受信電力対距離を備えるものとしてモデル化し、マルチパスフェージングを概略的に表している（図7には、 $1/R^{3.5}$ 及び標準的な自由空間の $1/R^2$ の曲線が参考として含まれている）。一方、これとは対照的に、本発明によるUWBシステムの場合は、ほとんど常に時間スロット（即ち、伝搬路）を検出できるため（この場合、直接伝搬路がクリアであるか、又はマルチパス信号が同じ位相で加算される）、滑らかな伝搬路－損失関数を示している。

【0142】

注目に値する観測結果が2つ存在している。第1は、平均伝搬路損失が $1/R^2$ より劣っておらず、実際にはそれよりも優れているということである。ランダムにトランシーバを配置すると、損失が $1/R^2$ を下回る確率が高い。第2の注目点は、受信電力に落ち込みがあっても、それほど深い落ち込みではないということである（数dBに過ぎない）。これらの特性により、本発明による無線は、狭帯域無線と比べて低電力で動作可能であると共に、堅牢である。

【0143】

図8は、すべてのフィルタを搭載した本発明の実装によって実施したチャネルサウンディングである。X軸は、 $X=0$ で示す最大信号を基準にしている。X軸上の距離は、代替伝搬路長のオフセット距離（ $X=0$ からの距離）を示している。X軸は周期的であるため、5mは-1mでもある。A/D値は、所定の伝搬路長における信号強度を示している。128未満のA/D値は負であり、パルスが反転していることを示しており、128を上回るA/D値は正であり、パルスが反転していないことを示している。通常、信号は、伝搬路において偶数回バウンドすると反転しないが、奇数回バウンドした場合は反転する。非常に有用な信号を有する複数の伝搬路（特に、 $X=0$ 及び $X=2.8$ に位置しているもの）が存在していることが明らかである。この振動は、零点特定周波数に適用されたフィルタ処理によるものである。このシステムをフィルタなしで動作させると、チャネルはもっと先端の尖ったものになる。フィルタを付加するとマルチパスに対する堅牢性が低下するが、強力なRF干渉（RFI）に対する耐性を損なうほどの

ものではない。本発明の実施例は前述の物理的な要素のすべてを活用したものであり、その結果、本発明の実施例により、その他の方法では得られない性能上の優位性がもたらされることをこれらの2つのプロットは明瞭に示している。図9 Aは、本発明による受信機が複数のマルチパス信号伝搬路を分解する方法を示しており、図9 Bは、マルチパスが発生すると、狭帯域信号は深くフェードすることを示している。

【0144】

(ダイナミックレンジ)

本発明による一実施例において8ビットのTLV5580 A/Dを使用可能であるが、ダイナミックレンジ要件に影響を与えるいくつかの課題が存在している。(1) 観測されたRFIレベルはかなり一定しており、通常、午後の一般のオフィス空間エリアでは ± 3 dBしか変動していない。これは、想像ほどに激しい変動ではなく、ガウスではあるが白色ではない。(2) 2.4 GHzの電子レンジ又はその他のトーンが2 GHzの受信機帯域全体のノイズと競合する。従って、感度は予想よりも小さい。(3) 本発明によるRFIの実施例では、主要な干渉源をアナログ及びデジタル領域の両方でノッチ処理している。8ビットのA/D値で20 dBのRFI電力抽出を示すUWBレーダーのシミュレーションにおいて、32ビットの浮動小数点値で36 dBに改善されている。従って、A/Dダイナミックレンジは単純なモデル化よりも優位性を備えていることがわかる。

【0145】

(干渉の緩和とノッチフィルタ)

本発明の特徴は、通信距離とBERに影響を与えることなく、受信アンテナから1フィート以内の900 MHz及び1.8 MHzの携帯電話の動作を可能にする受信機フロントエンドのノッチメカニズムを使用していることである。一実施例においては、本発明による時間変調UWBパルス及びその時間遅延された反転に対して成熟したインパルス応答を生成し複数周期信号をセルフキャンセルするアクティブスタブを使用している。適応的又は静的にノッチ処理を実装する機能的に等価なその他の回路も同様に使用可能である。本発明では、アナログ及びデ

デジタルの干渉緩和法を使用しており、これらのノッチメカニズムは、GPS受信機に対する干渉を防止するべく、送信波形にも適用可能である。送信波形は、このメカニズムによる影響を受けるが、受信機フィルタの場合と同様に、システム性能の低下はごくわずかである。

【0146】

本通信システムは、変調搬送波ではなく、短いRFウェーブレットを時間シフトし反転したレプリカの符号配置の組み合わせによるものであり、従来の狭帯域送信システム（従来のスペクトル拡散システムを含む）とは一線を画している。

【0147】

図10は、周波数対エネルギーの概略的なプロットを示すものであり、UWBスペクトル、従来の狭帯域、及びスペクトル拡散通信信号のプロットを比較している。従来の狭帯域通信信号NB3は6MHz程度の比較的小さなスペクトル帯域幅を占有しており、スペクトル拡散通信信号SS2の場合は、占有する帯域幅はこれよりも広いがスペクトル密度は小さい。一方、UWB信号UB1は、格段に大きな帯域幅を占めると共に、スペクトルエネルギー密度はSS2又はNB3のいずれよりも小さい。その他のパルス化波形システムと比較すると、本発明によるUWB信号は、ウェーブレットの形状、方向、及びグループ化を活用して送信波形を生成しており、革新的である。この特徴により、本システムはスペクトル及び時間領域波形の両方のピーク対平均電力比を滑らかに変化させると共に、様々なベースバンド信号のエンコードに使用する大きな符号のコレクションを生成することができるのである。

【0148】

本発明による通常のパルス幅は100~1000ピコ秒のレベルであり、帯域幅はそれぞれ約8GHz~1GHzであるが、無論、もっと大きな値のレンジも同様にサポート可能である。図11は、本発明による500psの幅を有する通常のバイフェーズパルスを示している。この図11のパルスは、正弦波ではなく、むしろ離散時間領域信号であり、周期的ではないが、これらの離散パルスは数百万パルス/秒で送信される。

【0149】

図12Aは、ランダム化された信号パルス時間符号化の時間領域グラフであり、時間符号自身がノイズのように見えるように生成されている。この図12Aに示す時間領域信号シーケンスに対応する電力スペクトルが図12Bに示されている。図示のごとく、送信信号のスペクトル密度は5GHzにわたって拡散しており、電力スペクトル密度が非常に低いため、従来の狭帯域通信システムに対する干渉源にはならない。このため、本発明によるUWBシステムは、狭帯域システムに対して目立ったマイナスの影響を及ぼすことなく、狭帯域信号と同時に使用することができる。使用する短い幅のパルスと符号化技術の組み合わせにより、あらゆる狭帯域ユーザーの帯域にほとんどエネルギーが表れない、このような広い周波数帯にわたって信号エネルギーが拡散しており、この結果、UWB送信信号は、従来の狭帯域受信機の検出しきい値未満となっているのである。

【0150】

本発明のシステムは、従来システムにマルチパスフェージングを引き起こす障害物を分解するのに十分な空間的分解能を備えた信号を使用し、様々な障害物、壁、トンネル、建物、及びその他の障害物を通して非常に高いデータレートで情報を送信することができる。

【0151】

マルチパスは、送信波形の時間遅延及び減衰した複数のコピーが受信機に同時に到来した場合に発生するものである。図13Aは、電磁波が樹木などの様々な障害物によって反射又は貫通し、マルチパス現象を引き起こす例を示している。この図13Aに示すごとく、信号は樹木と相互作用し、ある大きさに直接帰還伝搬路（伝搬路1）に反射されると共に（図13Bに伝搬路1で示されている）、図13Bに示す別の反射伝搬路（伝搬路2）においては、伝搬路1よりも時間的に遅延し位相が伝搬路1の信号とは反転している。このような現象は、都市環境の場合には、かなりの部分が壁、床、天井、及び窓などの建築的な特徴による反射及び伝搬によって引き起こされる。

【0152】

受信機の距離分解能がマルチパスの差と比べて大きい場合には、システム性能を低下させる建設的及び破壊的な干渉が発生する。これがマルチパスフェージン

グである。一方、本発明のケースと同様に、受信機がマルチパスの成分を分解する場合は、干渉は発生せず、マルチパスの成分を使用してシステム性能を向上させることができる。

【0153】

受信機の距離分解能は、送信信号の帯域幅に略反比例している。従って、10 MHz システムの場合には、次の距離分解能を有している。

【0154】

$$R_{res} = c / BW = (3 \times 10^8 \text{ m/sec}) / 10 \text{ MHz} = 30 \text{ m}$$

【0155】

同様に、100 MHz システムの場合は3 m (10 フィート)、1 GHz システムでは0.3 m (1 フィート) の分解能を備えている。建築的な特徴 (壁や床など) は、10 フィートレベルの距離で分離されるため、それらを十分に分解するシステムには1 フィートレベルの分解能が必要である。

【0156】

本発明のシステムで使用するパルス符号は、基礎となるショートウェーブレットパルスをバイフェーズ変調し時間シフトしたレプリカから構成されている。受信機は、マッチドフィルタ (相関処理) を使用して送信パルス符号を圧縮する。その結果、圧縮された符号の幅は、公称的には単一パルスの幅である。この結果、マルチパスのマイナスの影響を回避するのに十分であると共に時間領域の RAKE 処理を可能にする1 フィートレベルの空間的分解能が本発明の無線に付与されている。

【0157】

一例として、本発明において使用する相互相関フィルタ処理操作を図14に示している。バイフェーズテンプレート波形1402は、到来RF信号1401とミキサー1403でミキシングするために、メモリに保存されるか或いは受信機で直接再生成される。様々な時間領域波形状の形態が判明しており、決まったアルファベットに保持されている (通常、2値システムの場合は2つの形状のみであり、チャンネルシンボル当たり2ビットのシステムの場合は4つの形状である)。例えば、2値通信体系の場合は、本発明のバイフェーズ通信アーキテクチャを

使用すれば、「1」は特定位相設定のバイフェーズパルスによって表され、「0」は「1」を表すのに使用するパルスと形状は同じであるが位相（即ち、方向）が反転したパルスによって表される。QPSKやM-ARY信号の場合のようにチャネルシンボル当たり多数のビットを提供するよう、更に多くの位相及び振幅を使用することも同様に可能である。

【0158】

ミキサ1403の出力は出力信号1404であり、これが積分器1405に印加されてオーバーラップするエネルギーが蓄積される。検出回路は、この積分器の出力1406を使用して1又は0のいずれ（複数レベルの信号を使用する場合は、これよりも大きな量のデータになる）が送信されたのかを判定する。

【0159】

本発明の特徴は、コヒーレントなパルス積分を使用できることであり、この結果、隣接パルスのエネルギーを蓄積して処理利得を拡大し、比較的小さなエネルギー密度で強力な通信リンクを生成することができる。更に、単一ビットを表すパルス数の冗長性を受信機でコヒーレントに再取得できるため、送信する特定シンボルを所定数のパルスにエンコードすることにより、処理利得を信号に内蔵する能力を備えている。例えば、10Kbpsを送信する10Mbpsシステムの場合には、1データビットが1,000パルスにわたって拡散する。この結果、30dBの更なる処理利得（10log1000）が提供される。従って、合計処理利得は、デューティサイクル、シンボルの繰り返し、並びにパルス積分の各利得の加算結果となり、この例の場合には、合計処理利得53dBのうち、パルス積分利得が30dBでデューティサイクル利得が23dBである。この結果、図15に示すように、本発明による時間変調UWBを使用し、通信信号、レーダーアプリケーション、位置測定アプリケーション、及び画像化システムをまとめることができる。

【0160】

以下に、本UWB通信システムの実施例に関連する時間及び周波数領域の課題について簡単に検討する。

【0161】

良好な帯域幅と導関数特性を有する波形はガウスモノサイクルであり、ガウス波形の1次導関数を取得することによって形成される。ガウスモノサイクルは、次のようなガウス包絡線の傾斜形態を有している。

【0162】

【数24】

$$s(t) = te^{-kt^2}$$

(26)

【0163】

パルス幅は定数kの関数であり、ガウス包絡線の減衰速度を制御する。図16は、約1.5ナノ秒のパルス幅を生成するように定数kが選択された場合を示している。式(28)～(30)はパルス幅を帯域幅に関連付けるものである。

【0164】

前述のガウスの1次導関数以外に、単一のゼロ平均インパルス波形を含むその他のウェーブレットも同様に使用可能である。更には、2つのマスターウェーブレットの加算された組み合わせを含むようにインパルス波形を変調することも可能である。この場合、それらのマスターウェーブレットは直交ウェーブレットであり、1つはガウス形状パルスの偶数次導関数であり、第2のマスターウェーブレットはガウス形状パルスの奇数次導関数である。

【0165】

これらの信号を生成する回路には、アバランシェ・トランジスタ、くし形フィルタ回路のステップリカバリーダイオード(SRD)、高速ロジック及びトランジスタが含まれる。模範的な実施例においては、本システムは、信号調節と共に高速個別ロジックのパルス形成ネットワークを使用している。このロジックは、例えば、CMOS(通常、単一チップ)に実装可能である。

【0166】

(周波数領域の表現)

UWB信号の重要な特性は、パルス幅と帯域幅の関係である。通常、時間的にパルスを狭くすればするほど、エネルギーが拡散する周波数帯が広がる。従って、Hz当たりのエネルギーを固定すると、帯域幅の広いパルスは帯域幅の狭いものよりも多くのエネルギーを送信する。この観点で、パルス幅は、時間的に短ければ短いほど常に優れているということになる。パルス幅の選択に影響を与えるその他の基準としては、その結果である帯域の伝播特性も含まれる。通常、高い周波数帯よりも低い周波数(HF(3~30MHz)、VHF(30~300MHz)、及びUHF(300~1000MHz))のほうが優れた素材(建物及び群衆)貫通性を有するとされている。屋内稼働用の選択肢としては、VHF及びUHF帯にまたがる周波数帯が優れている。これは、伝播モデル及び工学的な実行可能性に対するエネルギー拡散のトレードオフである。

【0167】

パルス幅を帯域幅に結び付けるために(26)のガウスモノサイクルについて検討する。これは周波数領域の表現もガウス形であり、次の式によって与えられる。

【0168】

【数25】

$$S(\omega) = \frac{\omega}{2k} \sqrt{\frac{\pi}{k}} e^{-\frac{\omega^2}{4k}}$$

(27)

【0169】

VHF及びUHF帯にまたがる1GHzのガウスモノサイクルのスペクトルが図17に示されている。時間幅と帯域幅は両方ともパラメータkによって制御されており、稼働周波数は、次の電力スペクトルのピークによって最もうまく説明される。

【0170】

【数26】

$$\omega_{\max} = \sqrt{2k}, f_{\max} = \frac{\omega_{\max}}{2\pi}$$

(28)

【0171】

帯域幅は、電力レベルが6 dB低下した(−6 dB)上位及び下位周波数によって次のように決定される。

【0172】

$$f_{lo} = 0.3191057 f_{\max}$$

$$f_{hi} = 1.9216229 f_{\max} \quad (29)$$

【0173】

中心周波数は次のとおりである。

【0174】

$$f_c = (f_{lo} + f_{hi}) / 2 = 1.12 f_{\max} \quad (30)$$

【0175】

$\sqrt{k} = 2.5 \times 10^9$ であれば、 $f_{\max} = 560 \text{ MHz}$ であり、帯域幅は1 GHz、パルス幅は1.5ナノ秒である。通常のUWB信号の場合には、電力は稼働周波数の100%を超える帯域にわたって広がっている。

【0176】

(積分及びチャネル化用の符号)

本発明によるトランシーバは、積分利得、チャネル化、白色化、及びノッチフィルタ処理用のパルス符号を使用している。このパルス符号化送信信号は、基礎となる超広帯域ショートパルスをシフト(時間ホッピング)し、反転された(バイフェーズ)コピーから構成されている。

【0177】

この時間のシフトと位相の反転は、固定及びプログラム可能な遅延、位相インバータ（ハイブリッドティー）、スプリッタ及びコンバイナ、GaAsスイッチ、及び制御を生成するデジタル回路などのアナログ及びデジタル回路の組み合わせによって実現する。

【0178】

バイフェーズ時間ホッピングした符号 $h(t)$ のテンプレートは、次のように重み付け及びシフトしたインパルスの加算として表現可能である。

【0179】

【数27】

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n)$$

(31)

【0180】

ここで、 T_n はチップ n の相対位置であり、 N_c は符号の長さであり、符号係数は、バイフェーズ（対蹠）稼動の場合は $h_n \in \{-1, 1\}$ である。符号 $h(t)$ の周波数領域表現は次のとおりである。

【0181】

【数28】

$$H(\omega) = \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n) e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n e^{-j\omega T_n}$$

(32)

【0182】

パルス符号は式(26)のショートパルス及び式(31)の符号テンプレートから、次のように、基礎をなすパルスをシフト及び反転させた(±1の重み付けをした)レプリカのコレクションとして形成される。

【0183】

【数29】

$$\begin{aligned} p(t) &= s(t) * h(t) = s(t) * \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n - \tau) \\ &= \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) \delta(t - T_n - \tau) = \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n s(t - T_n) \end{aligned}$$

(33)

【0184】

この式(33)に示されているパルス符号の周波数領域表現は次のとおりである。

【0185】

$$P(\omega) = H(\omega) S(\omega) \quad (34)$$

【0186】

データを等間隔のインパルスセットとして取り扱うと、それらは次の時間及び周波数領域の表現を有している。

【0187】

【数30】

$$d(t) = \sum_{k=0}^{N_d-1} d_k \delta(t - kT_c), D(\omega) = \sum_{k=0}^{N_d-1} d_k e^{-j\omega kT_c}, d_k \in \{-1, 1\}$$

(35)

【0188】

一時的に本システムを式(33)のパルス符号のバイフェーズ変調にのみ限定すると、送信信号は次のようになる。

【0189】

【数31】

$$x(t) = d(t) * h(t) * s(t) = \sum_{k=0}^{N_d-1} d_k p(t - kT_c) = \sum_{k=0}^{N_d-1} \sum_{n=0}^{N_d-1-k} d_k h_n s(t - T_n - kT_c)$$

(36)

【0190】

これは次のスペクトルを有している。

【0191】

$$X(\omega) = D(\omega) P(\omega) = D(\omega) H(\omega) S(\omega) \quad (37)$$

【0192】

データが白色であるか、又は処理によって白色化されると仮定すれば、送信波のスペクトルは式(33)の符号化パルスのスペクトルとなる。パルス符号の遅延と重みを適切に選択すれば、パルスのスペクトル及び帯域幅が保持され、本質的に式(26)のショートパルスの送信波形になる。即ち、スペクトルは、稼働帯域幅にわたって公称的に白色である。

【0193】

本発明において使用するUWB受信機は、同期していないトランシーバクロック、同期していないトランシーバ符号、正確に同一の周波数でないか或いは時間、温度、及び相対位置の関数として解離するクロックに直面することになる。トランシーバクロックを同期化する問題は、要するに、相関の最大値に対応する未知の時間遅延を発見するということである。本発明では時間変調信号と相関検出器を使用しているため、相関のピークは望ましい観測地点である。時間変調パルスは時間的に狭いため、観測される相関のピークも非常に狭い。現在既に観察されているように、この狭さにより、マルチパス環境で稼動する（マルチパスを分解できることによる）能力が本発明のUWB通信システムに付与されているのである。

【0194】

時間変調及び符号化パルスシーケンスと相関受信機の使用、並びにマルチパスの使用と異なるマルチパスを分解する能力により、その他のUWBシステムや狭帯域システムに比べて全般的に優れた性能を獲得する機会が提供されているのである。この改善効果は、複数の信号伝搬路のエネルギーを互いに合成するべく、複数の信号伝搬路の情報をコヒーレントに合成することによるものと考えられる。

【0195】

（スライディング相関器DLL（遅延ロックループ））

通常、相関関数全体を単一のシーケンスで実行することはない。即ち、相関関数の単一期間を形成した後に時系列でスライドさせるのである。従って、スライディング相関器を実現する。このスライディング相関器は、クロックの取得、クロックのトラッキング、データの検出、及び最大信号位置の走査に使用する。この位置は、モバイルアプリケーションなどのように環境内で移動する物体、或いは送信機と受信機間における動きによって動的に変化する。スライディング相関器は、異なる相対的な時間遅延における受信信号及びローカル符号の内積を形成する（信号を乗算（ミキシング）した後に積分する）。

【0196】

クロックを取得する（未知の遅延を判定する）1つの方法は、最大の絶対値を

有する内積を探しつつ符号長によって時間遅延を増分することであり、遅延を選択したら、内積の符号と大きさをビット検出の統計値として使用する。そして、クロックのトラッキングは遅延ロックループ(DLL)によって実装される。相関は対称的であるため、受信機は先行及び遅延の内積間の差を使用して送信クロックをトラッキングすることができ、受信機が同期すると、この差がゼロになる。さもなければ、タイミングの先行又は遅延に応じて差が正又は負になる。

【0197】

(無線周波数干渉)

UWBシステムの観点では、都市環境におけるノイズは狭帯域干渉によって支配される。UWB信号は「時間的に短く」、「周波数的に長い」ため、「時間的に長く」、「周波数的に短い」従来の狭帯域信号との区別は容易である。図18は、アレクサンドリアのバージニア研究所における電力スペクトル密度を示している。これらの信号の種類の違いを活用し、RFI(無線周波数干渉)抽出アルゴリズムを開発してUWB送信を改善する。図19A及び図19Bは、開発したRFI抽出アルゴリズムの収集データに対する結果を示している。繰り返しになるが、RFI抽出は、ウェーブレットを反転及び時間シフトしたコピーと組み合わせた送信ウェーブレットに整合するインパルス応答を示す無線フロンドエンドによって実行することができる。

【0198】

図20は、バイフェーズ時間変調UWB信号をバイフェーズ時間変調コヒーレント受信機2001に伝送する本発明によるバイフェーズ超広帯域送信機2000のブロックダイアグラムである。この送信機2000は、データを受け付け、エンコーダ2003でデータにソース及びチャネルのエンコーディング処理を実行する。このエンコーダ2003においては、任意選択で従来のソースエンコーディング技術によって生データの冗長性を削減すると共に、無線通信リンクを介して送信されるデータの信号性能を向上させるためにチャネルエンコーディングを実行して前方誤り訂正や差分符号化などのその他のソースエンコーディング体系を実行している。エンコーダ2003の出力は、デジタルエンコーダ2005に供給され、ここで、エンコーダ2003から供給されたデータを個別のユーザ

ー又はサービス用の特定ユーザーコードでエンコードする長さ及びデジタル符号が生成される。この長さ及び符号の種類は、例えば、Walsh-HadamurdシーケンスのようなCDMAシステムで使用するものなどの通常の符号であってよい。デジタルエンコーダ2005の出力は、バイフェーズウェーブレットセクタ及びアナログエンコーダ2007に供給される。このセクタ及びエンコーダ2007は、デジタルエンコーダ2005のそれぞれの出力を特定のアナログエンコードされたウェーブレットの時間シーケンスにマッピングする。バイフェーズウェーブレットセクタは、前述の正及び負のガウスウェーブレットなどのウェーブレット候補セットの中から異なるウェーブレットを選択可能である。又、グループ当たりのウェーブレット数が多い信号体系のアレイを使用できるように、更にハイレベルの信号を使用することもできる。アナログエンコーダは、ウェーブレットセクタで選択されたバイフェーズウェーブレットを時間的に分散する。セクタ及びエンコーダ2007の出力は、先程参照した米国特許出願第09/563,292号に開示されているものなどの信号の通過フィルタ処理とクリーニングを実行可能な予備条件付け回路2009に供給された後に、増幅器2010を介して送信アンテナ2011から送信される。

【0199】

受信機2001は、送信機2000から超広帯域送信信号2013を受信する。アンテナ2013（前述のアンテナのいずれかであってよい）で受信したエネルギーは、低雑音増幅器2015を介して無線周波数干渉RFI抽出器2017に印加される。このRFI抽出器は、相関及び検出処理の実行に先立ち、狭帯域ノイズの影響を軽減する。そして、RFI抽出器2017の出力はnアームを含むRAKE2021に供給される。このRAKEは、シンクロナイザ2019から同期情報を受信し、出力を相関器2025に供給する。そして、相関器2025においてRAKE2021の出力をバイフェーズウェーブレット生成器2023と関連付けることによって相関受信が提供される。相関のピークを検出すると出力が検出器2027に供給され、個別のシンボルが識別された後に、復号器2029を介して出力される。RAKE2021は、受信したマルチパスの成分ごとに少なくとも1つのアームと、マルチパス成分の最適セットを適応的に選択す

るための任意選択のサーチチャネルを含んでいる。

【0200】

送信機2000のブロックダイアグラムが図1に示されている。この送信機の機能は、前述の式(36)（再度、次に示す）の波形を生成することである。

【0201】

【数32】

$$x(t) = d(t) * h(t) * s(t) = \left(\sum_{k=0}^{N_d-1} d_k \delta(t - kT_c) \right) * \left(\sum_{n=0}^{N_h-1} h_n \delta(t - T_n) \right) = \sum_{k=0}^{N_d-1} \sum_{n=0}^{N_h-1} d_k h_n s(t - T_n - kT_c)$$

(38)

【0202】

この式では、送信波形は、符号 $h(t)$ を備えるデータストリーム $d(t)$ と基礎をなすパルス $s(t)$ の畳み込みとして定義されている。

【0203】

送信機は、データ入力115からデータを受信する。数学的に2値データ $d(t)$ は、 k でインデックス付けされたデータビットごとに1つの等間隔のインパルスストリームで表現される。図23は、データビット当たり1つの正及び負方向のインパルスとしてのデータ $d_k = [1, 0, 1, 1, 0, 1, 0]$ の例であり、 $\{0, 1\} \rightarrow \{-1, 1\}$ というマッピングが施されている。

【0204】

本実施例においては、データに対して2つの条件が設定されている。第1の条件は、データが事前に白色化されている（即ち、関連付けられないようにスクランブルされている）というものである。これは、スペクトルが公称的に平ら（即ち、白色）になるようにデータを処理済みであることを意味している。この制約を課す理由は、畳み込み定理によって送信信号(38)のスペクトルが、次のようにパルス $S(\omega)$ 、符号 $H(\omega)$ 、及びデータ $D(\omega)$ の積であるためである。

。

【0205】

$$X(\omega) = D(\omega) H(\omega) S(\omega) \quad (39)$$

【0206】

符号とパルスはいずれも $H(\omega)$ 及び $S(\omega)$ がシステムの帯域幅にわたって公称的に平らになるように送信機で生成されるため、出力のスペクトルはデータのスペクトルと似ている。即ち、データが、あるインターバルにわたって白色であれば、出力もそのインターバルにわたって白色になる。例えば、すべてが1のようにデータが一定であれば、 $d(t)$ は定期的な単位インパルス T_c の行列になり、この結果、 $f_c = 1/T_c$ によって間隔を置いた周波数ビンにおけるラインスペクトルになり、すべての送信エネルギーが f_c の倍数に集中し、それらの周波数の狭帯域ユーザーと干渉する結果になることを考慮されたい。

【0207】

図21を参照すれば、データ入力115からのデータに対し、このデータスクランブル処理を白色化エンコーダ117が適用している。又、この段階で、インターリービング、Reed-Solomonブロック符号、及び畳み込み符号の組み合わせなどの前方誤り訂正(FEC)を適用することもできる。尚、FECについては、1983年にプレントイスホール(Prentice-Hall)社から発行されたS. リン(S. Lin) 及びD. コステロ・ジュニア(D. Costello, Jr.) 著「誤り制御の符号化：基礎と応用(Error Control Coding: Fundamentals and Applications)」(ISBN 0-13-283796-X) 及び1988年にプレントイスホール(Prentice-Hall)社から発行されたB. スクラー(B. Sklar) 著「デジタル通信(Digital Communication)」(ISBN 0-13-211939-0) など、多数の書籍が入手可能であり、本引用により、これら両書の内容のすべてが本明細書に包含される。

【0208】

第2の条件は、データをエンコーダ119によって差分符号化することである。この制約を課す理由は、送信波形が環境によって任意に反転可能であるためである。この結果、受信機は、反転又は非反転ウェーブレットのいずれが送信されたのかはわからないが、2つのウェーブレットが同じであるか正反対であるかはわかり、差分符号化により、受信機は隣接パルスとの関連でデータを回復

できるのである。送信に先立ってデータを差分符号化することにより、パルス符号の生成に位相情報とパルス位置（2つの自由度）を利用できるようになる。

【0209】

本実施例においては、データは、搬送波の変調ではなく、符号のバイフェーズ変調によって送信される。符号生成器111は、デジタル符号を表す擬似ランダムビットの循環的なストリームを生成する。サイクルが繰り返すごとに同期信号112が差分エンコーダ119をトリガし、この結果、ライン120のデータ変調が整合する。排他ORゲート114は113上のデジタル符号を変調し、ライン121上に変調符号シーケンスを生成する。ロードポート131から異なるシード変数を入力し、ユーザー固有の符号を生成することができる。

【0210】

図22は、変調能力を有する回路の別のブロックダイアグラムを示している。これらの回路は、次のようにパルス波形から独立してデータ変調された符号を生成する。

【0211】

【数33】

$$\begin{aligned}
 y(t) &= d(t) * h(t) = \left(\sum_{k=0}^{N_d-1} d_k \delta(t - kT_c) \right) * \left(\sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n) \right) = \sum_{k=0}^{N_d-1} \sum_{n=0}^{N_c-1} d_k h_n \delta(t - T_n - kT_c) \\
 &= \sum_{k=0}^{N_d-1} d_k \sum_{n=0}^{N_c-1} h_n \delta(t - T_n - kT_c) \\
 d_k, h_n &\in \{-1, 1\}
 \end{aligned}$$

(40)

【0212】

この式は、データストリームのビット d_k ごとにパルス符号 $h(t)$ を生成した後に、符号全体に d_k を乗算することを示している。この効果は、 d_k がそれぞ

れ-1又は1であることにより、符号 $h(t)$ を反転させたり反転させなかったりすることである。これらの符号生成及び変調の大部分はデジタル的に処理されており、ASIC、或いはCPU上に実装したソフトウェアによるプロセスで実装可能である。これらの回路では、モジュロ2加算（否定排他的論理和）で従来の乗算を置換し、 $\{1, -1\}$ は $\{1, 0\}$ にマッピングされる。図23は、符号シンボル間に T_c （又は T_n ）の時間間隔を有するデータストリームを示している。

【0213】

デジタル符号の係数 h_n は、符号の開始から時間 T_n のところに発生する1及び0の2値シーケンスである。サンプルの7長さ符号が図24に示されている。この場合の係数は、 T_p 秒離れた等間隔であり、従って $T_n = nT_p$ である。図25は、式(40)を図23及び図24のデータ及び符号に適用した結果のデータ変調符号を示している。

【0214】

図22のブロックダイアグラムと式(40)を参照すれば、符号係数がメモリ40に保存され、カウンタ30によってアドレス指定される。このカウンタ30は符号インデックス n を生成し、0から $N_c - 1$ まで計数するが、これはクロックパルス2に続くコードの長さである。カウンタ30は、 T_n 秒の間隔で符号の係数ごとに1回ずつ増分される。そして、カウンタの毎回の増分時に、対応する係数がメモリからライン13に放出される。

【0215】

式(40)では、1符号語が各データビットに適用される。これらの符号語は、並直列変換レジスタ10及びワードカウンタ42によって同期化される。単一符号語の計数を完了すると、カウンタ30は、どの信号レジスタ10が1ビットを出力するのかをライン41にアサートする。アサートされると、ライン41も、シフトアウトされたデータビットの計数を進めるようワードカウンタ42に対して信号を送る。このカウンタは、（白色化及び差分符号化された）データ語のビット単位の幅 N_p まで計数するようにプログラムされている。このカウンタは、 N_p 回進むと、どの信号レジスタ10が別のデータ語をロードするかをライン

12にアサートする。例えば、線形フィードバックシフトレジスタによって稼動中に符号係数を演算することも可能である。

【0216】

図21を再び参照すれば、符号係数とデータビットが排他的論理和(XOR)ゲート114に提示され、符号変調されたデータ $y(t)$ が生成されてライン121上のパルス形成ネットワークに提示される。スイッチ107はライン121の変調符号に応答し、選択的に正(非反転)又は負(反転)のウェーブレットを108上に出力する。正のウェーブレット生成器103と負のウェーブレット生成器104が送信クロック信号102に応答してウェーブレットを生成し、出力をライン105及び106上にそれぞれ供給する。このウェーブレット形状は、ライン132を介して外部制御ロジックによって選択される。

【0217】

ショートパルスを生成する回路としては、アバランシェ・トランジスタ、くし形フィルタ回路のステップリカバリダイオード(SRD)、及び高速の個別ロジックとトランジスタが含まれる。本発明による実施例においては、個別のロジックゲートと受動遅延ラインから構成された回路を使用してショートパルスを生成している。図26は、ガウスの1次導関数を近似するウェーブレットを生成する差動ECL実装の概略図であり、図27は、図26に対応するタイミング図である。

【0218】

図26は、ウェーブレット生成回路の差動ECL実装を示している。クロック300は、ライン302及び303を介してクロックパルスをバッファ304及び反転バッファ306に供給する。そして、それぞれのバッファ304及び306は、クロックパルスをそれぞれ遅延ライン310及び308を介して渡す。遅延ライン308はライン310よりも長い遅延効果(X)を有している。これらの遅延ラインからの出力はライン312及び314を介してANDゲート316に供給される。このANDゲートの出力は、ライン318を介してバッファ320及び反転バッファ322の第2のセットに供給され、遅延ライン310及び308と同一の遅延(任意選択)を有する更なる遅延ラインセット324に渡され

る。この遅延ラインの各出力は、非反転及び反転バージョンをそのカウンターパートと共にバッファ332、334、及び336を介して供給するよう、分割される。そして、それぞれのバッファの出力は、ライン340、342、129、及び346を介して加算回路348及び350に供給される。

【0219】

各ライン340、342、129、及び346は、図27に示すパルス360などの個別パルスの正方向又は負方向の半分である異なる構成要素を供給する。そして、加算回路348及び350の出力は、それぞれライン352及び354を介してスイッチ356に供給される。制御回路358は、スイッチ356が第1の設定のときに所定位相「0」のバイフェーズ波形を供給し、スイッチが反対の状況である「1」になったときには、その反対のバイフェーズウェーブレットを供給するよう、加算回路348及び350の出力を切り換える切換処理を実行する。図28は図26に対応しており、700、702、704、706、710、711、712、714、716、107、726、722、720、724、728、734、748、750、752、756、758、759、760、762、777、776、774、772、770、768、766、764、778、780、781、782、786、784、及び788の各要素は、図26に示す同様の構造に対応している。しかしながら、図示のごとく、4つのチャンネルが実装されており、スイッチ736、738、及び737による異なる入力信号の切り換えに使用する形状セクタ・ライン739も含まれている。このようにスイッチを制御することにより、異なるパルス形状を使用できるようになり、多相信号やM-a r y信号を使用することができる。

【0220】

図29Aは、ガウスの2次導関数を生成するべくスイッチを選択した図28のタイミング図を示している。スイッチ784は、786のデータ変調符号によって送信ウェーブレットの極性を選択する。スイッチ736、738、及び737（図28）は、ガウスの0次、1次、又は2次導関数を選択するように駆動される。図28のブロックダイアグラムにおいて、信号2は異なるライン長によって遅延されANDゲート106のポート104及び105に入力される。図27及

び図29Aに示されているタイミング図は、分かりやすくするために理想的な波形を示しているが、デバイスの実際の上昇及び降下時間によって図示の「フィルタ処理」された出力波形は生成される。通常、送信機と受信機の波形関数は同一ではなく、受信機で使用するウェーブレット形状は、普通、送信機において使用する形状の導関数又はヒルベルト変換になっている。

【0221】

本発明の特徴は、符号を連結する能力であり、技術の異なる2つの符号を実装することができる。図21を参照すれば、アナログ符号生成器109は広帯域マイクロ波部品で実装されており、これには半導体技術の制約は存在しない（但し、半導体の実施例を使用することも可能である）。従って、本発明による送信機は、デジタル部及びアナログ部の両方からなる符号を生成することができる。デジタル符号 $h_d(t)$ 及びアナログ符号 $h_a(t)$ は次の式によって与えられる。

【0222】

【数34】

$$h_d(t) = \sum_{m=0}^{M-1} g_m \delta(t - T_m), h_a(t) = \sum_{q=0}^{Q-1} a_q \delta(t - T_q),$$

$$g_m, a_q \in \{-1, 1\}$$

(41)

【0223】

式(40)を定式化する効果は、 $h(t)$ を次のように結合符号で置換することである。

【0224】

【数35】

$$h(t) = h_s(t) * h_d(t) = \left(\sum_{m=0}^{M-1} g_m \delta(t - T_m) \right) * \left(\sum_{q=0}^{Q-1} a_q \delta(t - T_q) \right) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{Q-1} a_q g_m \delta(t - T_q - kT_m)$$

(42)

【0225】

本システムは、デジタル符号のみ又はアナログ符号のみで稼動させることができる。アナログ符号の目的は、デジタル的に都合よく処理可能なパルスが高速に発生する波形を生成することである。このアナログ符号のレプリカにより、デジタル的に生成された符号の各パルスを高精細の時間スケールで置換する。このアナログ部分に適する符号としては、Barker符号のように自己相関サイドローブが低いものである。この理由は、結合符号のサイドローブ構造にコンポーネント符号のメイン及びサイドローブのすべての組み合わせが格納されるためである。一方、デジタル符号から直接ウェーブレットを生成可能な回路を使用する場合は、アナログ符号は不要であり、図29Bは、そのような回路を示している。

【0226】

図29Bは、模範的な直接パルス形成集積回路2900のブロックダイアグラムである。この集積回路の一実施例はCMOSであり、パルス形成集積回路2900は、区分的に連続した出力波形をクロックパルスレートの所定の倍数又は分数で生成する。この集積回路に入力されたデータは、内蔵されている反転制御回路2902に供給される。この反転制御回路2902は、個別のロジックゲートとして実装してもよい。N符号チップのユーザー固有の符号シーケンスが「符号入力」ピンに入力される。このN符号チップはレジスタ2901にバッファ処理され、クロックレート（の倍数又は分数）に比例したレートでレジスタ2901からクロック出力される。一実施例においては、事前選択可能な数の符号チップをデータに対して適用する（これは、所定数のデータビットをウェーブレットに設定するためである）。

【0227】

データ及びレジスタ2901の出力は反転制御デバイス2902に印加され、データビットが第1ロジック状態にある場合は符号シーケンスが反転され、データビットが第2ロジック状態にある場合には符号シーケンスがそのままパスされる。マルチレベルのウェーブレットを使用する場合は（例えば、Nセットの中から選択されたウェーブレット（Nは3以上の数））、隣接ビットのデータによって送信ウェーブレットを選択することができる。本発明では、（反転又は非反転）符号シーケンスが区分的に連続したウェーブレット生成器2903に印加され、ここで、ロジック回路内のロジック遷移エッジを使用して反転制御回路2902から供給されたロジックレベルパルスに対応するウェーブレットが生成される。本実施例の実装は電力スペクトル密度が制限された環境で稼動するため、出力ピン2904の低CMOS電圧レベルをアンテナ2905に直接供給することができる。

【0228】

図30は、アナログ符号を生成する回路の概略ブロックダイアグラムを示している。この図30のアナログ符号生成器には、図示のごとく、コンバイナ1016及び1020と、これらに4つの個別ライン1004、1006、1008、及び1010を提供する1:4スプリッタ1016と、これに供給される入力100が含まれている。コンバイナの出力1040は、図31に示すように、3つのパルスを供給し、コンバイナ1020の出力は、ライン1012に単一のパルスを供給する。加算回路1060の非反転及び反転入力によってそれぞれの信号が合成され、合成信号としてライン1080に4つのパルスが供給されるが、図31に示すように3番目のパルスは反転パルスである。

【0229】

図31は、図30に関連するタイミング図である。信号1000のデジタル変調ウェーブレットパルス符号がスプリッタ1002に入力される。本発明の実装では受動電力スプリッタを使用しているが、この代わりにコスト、サイズ、電力に応じて抵抗分割器や能動ネットワークなども使用可能である。電力スプリッタ出力1004～1010のライン長 $L_1 \sim L_4$ を選択し、パルスを時間的に遅延させる。図の(b)の遅延 T_n を生成するために必要なライン長は次のとおりであ

る。

【0230】

$L_n = n \epsilon_r T_d$ 、 $n = 1, \dots, 4$

【0231】

ここで、 ϵ_r は媒体内の伝播速度であり、 T_d の倍数の遅延が必要であった。通常、遅延は公倍数に制限されない。反転されない時間スロット内のすべてのパルスは電力コンバイナ1016内で加算され、反転される時間スロット内のすべてのパルスは電力コンバイナ1020内で加算される。そして、反転されるパルスがハイブリッド1060によって非反転セットから減算され、その差が信号ライン1080に出力される。

【0232】

図21を再び参照すれば、最終的な増幅及び送信の前に信号をフィルタ122で帯域通過フィルタ処理し、受信機の稼働帯域外の周波数帯エネルギーを抑制することも可能である。又、出力信号をフィルタ124でノッチフィルタ処理し、その他の狭帯域信号エネルギーを必要に応じて除去することもできる。尚、出力スペクトル内にノッチを生成するためのもう1つの方法は、望ましくない周波数がパルス符号 $p(t) = s(t) * h(t)$ で減衰するよう、符号 $h(t)$ を構成することである。アンテナ128が増幅器126によって駆動され、ウェーブレットシーケンスをブロードキャストする。

【0233】

図32は、カプラーとプリント回路基板上に送信ラインを実装可能にする格子構造を使用するプログラム可能な分散アナログ符号の実施例を示している。ライン長は、2値長さ式に準拠して最小化されている。

【0234】

図33は、プログラム可能な極性を得るべく、ハイブリッドカプラーの代わりに反転増幅器を使用するプログラム可能な分散アナログ符号の実施例を示している。

【0235】

図34は、モノリシック集積回路内に内蔵するのに適したタップ付き送信ライ

ンと能動ネットワークを使用するプログラム可能な分散アナログ符号の実施例を示している。

【0236】

図35は、同一の分散アナログ符号ハードウェアメカニズム924を共有するトランシーバの実施例において、分散アナログ符号構造が双方向である場合に、送信機と受信機間で共通アンテナを切り換える実施例を示している。この機能は、プログラム可能な分散アナログ符号構造内に増幅器を埋め込む場合に有用である。

【0237】

次に受信機部分に目を転じれば、受信機は、図36及び図37のブロックダイアグラムの2つの受信機の実施例に示すように、ショートパルス波形を収容するためのスライディング相関器遅延ロックループを実装している。これら2つの受信機の違いは、アナログ符号を挿入する位置である。即ち、図36の場合には、アナログ符号はミキサー／乗算器相関器の「LO」に入るウェーブレットシーケンスに作用しており、図37の場合には、アナログ符号は圧縮マッチドフィルタとして使用されている。送信機内のアナログ符号は単一パルスをパルスシーケンスに拡散するが、受信側のアナログ符号は、その逆、即ち、パルスシーケンスを単一パルスに圧縮する。

【0238】

本受信機は、(1)取得、並びに(2)トラッキング及び検出、という2つのメイン動作モードを有している。以下に、本システムに実装されているスライディング相関器DLLについて説明する。

【0239】

図36は、本発明において使用する受信機のアーキテクチャである。この受信機は、例えば、図21の送信機と共に単一の装置に収容してトランシーバ機能を実装してもよい。まず、受信信号は、図示の平面アンテナ200を介して受信する。このアンテナは、前述の米国特許出願第09/563,292号に開示されている種類のものであってよい。アンテナ200のエネルギーは、図示のごとく、取得・トラッキング・検出・RFI・AGC・制御回路203から自動利得制

御 (AGC) ライン 202 を介して調整信号を受信する低雑音増幅器 201 に供給される。この増幅器 201 の出力信号は、受信機の通過帯域から狭帯域干渉を除去する RFI 抽出回路 203 に供給される。この対象となる干渉は、携帯電話送信やオフィス又は家庭環境内部の無線通信などの狭帯域干渉である。そして、この出力信号がライン 204 を介してスプリッタ 205 に供給される。RFI 抽出回路 203 に続くこのスプリッタは、信号の個別部分を生成するものであり、ライン 206 からダイオード 209 及びライン 207 を介してコンデンサ 208 で短絡された受信信号用の 1 つの経路が設けられている。この信号は、取得・トラッキング・RFI・AGC 制御回路 234 に供給される前に A/D コンバータ 236 によってデジタル化される RF-AGC ラインとして機能している。制御回路 234 は、ライン 202 によって LNA 201 のフロントエンド利得を調整するために、受信信号の大きさと信号に関連するその他の一時的及び統計的な特性を識別する。

【0240】

個別の遅延ライン 210、211、212、及びスプリッタ 259 からの関連ライン 219 ~ 221 内のミキサー 213 ~ 215 は、図 38 に示す遅延ライン 310 ~ 312 及びミキサー 320、392、及び 390 と対応しており、これについては後述する。それぞれのミキサー 213 ~ 215 の出力は、信号をライン 223 ~ 225 を介して積分・ダンプ回路 226 ~ 228 に供給する増幅器 216 ~ 218 に供給される。積分・ダンプ回路 226 ~ 228 は、制御ライン 260 を介し、図示のごとく、同期ロード符号/長さ N デジタル符号メカニズム 245 を介して制御信号を受信する積分・ダンプタイミング回路 229 からタイミング信号を受信する。積分・ダンプ回路の出力は、A/D コンバータ 230 ~ 232 によってデジタル化され、無線 UWB チャネルを介して送信された異なるシンボルを検出するために取得・トラッキング・検出・RFI・AGC 制御回路 234 に供給される。そして、取得・トラッキング・検出・RFI・AGC 制御回路 234 の出力ポートから検出データが復号器 237 に供給され、差分復号された後に、I/O 回路 239 内のデータ白色化 FEC 復号器 238 で処理されて出力データ 240 として出力される。

【0241】

コントローラ234の制御機能には、それぞれのウェーブレット符号生成器282及び264による各RAKEアームでのウェーブレット生成のトリガに使用する出力波形の供給に加え、位相遅延回路241、262、及び280での位相遅延量を調整する出力制御ラインも含まれている。更に、図36の受信機には、RAKE受信機の2つのアームも含まれている（但し、遅延ライン270から供給を受けるアームはサーチチャネルを実装している）。ライン281に入力ポートを有するアームは、ウェーブレット生成器282に接続され、この生成器がライン283を介して積分・A/D・ダンプタイミング回路284に出力を提供し、この回路がライン286を介して積分・ダンプ回路289に入力を提供している。積分・ダンプ回路289の出力は、図示のごとく、ライン285を介してサンプリング入力の供給を受けるA/Dコンバータ287でデジタル化される信号を供給し、この信号がライン288を介して取得・トラッキング・検出・RFI・AGC制御回路234にフィードバックとして供給される。同様に、積分・A/D・ダンプタイミング回路284もコントローラ234に入力を提供している。生成器264、ライン271、タイミング回路265、ライン272、積分・ダンプ回路266、ライン273、A/Dコンバータ267、及びライン274は、RAKEの第2アームに同様の機能を提供している（但し、このアームはサーチチャネルとしても使用可能である）。

【0242】

例えば、ウェーブレット符号生成器282の出力はライン293を介してミキサー294に供給され、図示のごとく、ライン297、遅延ライン296、及びライン295を介して供給されるスプリッタ205からの信号とミキシングされる。このように、ウェーブレット生成器の出力とアンテナ200を介して受信した信号の遅延バージョンとをミキシングすることが可能であり、遅延量はコントローラ234の制御下にある遅延ライン296及び位相遅延280の影響を受ける。そして、ライン292のミキサー294の出力は、ライン290を介して信号を積分・ダンプ回路289に供給するべく増幅器291に供給される。同様に、第2RAKEアーム用の信号は、ライン298、遅延ライン270、ミキサー

269、ライン275、及び増幅器268を介してスプリッタ205から供給される。クロック235は、コントローラ234にタイミングを供給している。

【0243】

メイン受信機ウェーブレット符号生成器は、コントローラ234からクロック信号の供給を受けると共に、送信機でも使用されている長さNデジタル符号用のロード符号をもライン243を介して受け取る。この符号は、図示のとおり、ゲート246を介して供給され、生成器251及びライン254又は252及び253による正又は負のウェーブレットを選択するための制御信号スイッチ255に供給される。同期信号ライン244が符号回路245から積分・ダンブタイミング回路229に接続されている。メイン受信ウェーブレット符号生成器242は、図21の送信機の場合と同様に、類似のウェーブレット符号を選択し、その符号が、送信機の場合と同様に、アナログ符号回路257及びロードライン258によって更に変更される。

【0244】

図37の受信機の実施例は、図36のものと似ているが、圧縮マッチドフィルタを実装するためにアナログ符号がRFI抽出処理の直後に加えられているところが異なっている。図36の実施例の場合には、アナログ符号はミキサー／乗算器関連器の「LOポート」に入力されるウェーブレットシーケンスに作用している。

【0245】

図38は、本システムの受信機において使用する遅延ロックループ(DLL)回路の詳細なブロックダイアグラムである。増幅、フィルタ処理、任意選択のRFI抽出の後に、受信信号はライン300でDLLに入力される。スプリッタ400は、受信信号をそれぞれ異なる量だけ遅延した3つのコピーに分割する。L+Y、L-Y、及びLのライン長を使用してDLL用のこれらの先行、遅延、及びオンタイム信号を形成しており、これらのライン長の違いにより、オンタイム信号をパルス符号自己相関関数の最大値に配置し先行及び遅延信号をその前後に対称的に配置するよう取得の際に選択される時間遅延が実現されている。「ローカル発振器」と呼ばれるものは、この場合、ライン10rの受信ウェーブレット

符号である。本UWB高速通信システムに固有であるが、この信号は、アンテナの送信効果を表すために送信波形とは異なっている。この信号は、データラインをロジックロー状態に駆動することを除き、送信システムと同様に生成される。ノイズ識別能力を改善するために、送信機で使用しているものと同様の帯域通過及びノッチフィルタ処理を信号10rに適用することも可能であり、フィルタの整合性を向上させる効果がある。受信信号と同様に、10rのローカル符号もスプリッタ402によって3つに分割されるが、この場合には、ライン長と経路遅延はミキサー320、390、及び392に対して同一に維持されている。これは、ミキサー及びゲート積分器によって形成される先行、遅延、及びオンタイム内積がすべて同一の制御信号で動作できるようにするためである。

【0246】

取得のプロセスとは、オンタイム信号とローカル符号の内積を最大化する時間遅延を見つけることである。受信信号300は、オンタイム遅延312によって遅延された後にミキサー390のRFポートに入力され、ローカル符号はミキサーのLOポートに印加される。この結果生成される積がオンタイムIF信号であり、これがゲート積分器380に入力される。ローカル符号が積分器の入力に到来したときに積分が始まるよう、積分器に対する積分制御信号403がコントローラ500によって同期化されている。そして、ローカル符号が終了すると、コントローラ500は制御ライン404を介してA/Dコンバータ370にエンコード命令を発行する。これによって内積の形成が完了し、その値がデジタルライン405に出力される。コントローラ500は積分器に対してダンプ信号を発行し、積分された値がクリアされて次の内積用に積分器の準備が整えられる。このゲート積分器は、連続時間ゲート積分を可能にするピンポン技術を使用して作成可能である。

【0247】

図39は、連続時間積分器の実装を示すブロックダイアグラムである。デジタル化されたオンタイム内積の値は、ライン405（図38）を介してコントローラ500（図38）に入力される。取得プロセスの開始時点で、コントローラ500はこの値を保存する。そして、コントローラ500は前進命令を位相遅延回

路520に対して発行し、既に適用済みの前進数の計数を増分する。尚、コントローラは、収集したばかりの内積に対応する前進数も保存する。

【0248】

遅延回路520（520a及び520b）の効果は、受信信号に対してローカル符号を時間的にスライドさせることである。

【0249】

図40及び図41は、クロックをスライドさせる能力を有する回路のブロックダイアグラムである。図40の回路は、クロックの位相をスライドさせるために、短時間だけ基準発振器の周波数を上昇又は降下させることによって動作し、図41のものは遅延時間を直接プログラムすることによって稼動する。いずれの場合も、図22を実装した回路によって生成される符号の開始時間を変化させる。コントローラ500は、オンタイム信号に関して継続的に位相を前進させ、内積及びそれらに関連する前進計数を取得する。そして、形成された各内積を直前に保存したものと比較し、大きい場合には置換し、その前進計数を記録する。ローカル符号をスライドした合計時間量が単一符号の幅と等しくなれば、符号が一回転したということであり、符号の何回かの回転の後に取得プロセスを停止する。送信機及び受信機の発振器と符号間の未知の位相は、この検出した最大のオンタイム内積の遅延として解釈される。この時点で、本システムはトラッキング及び検出モードに切り換わる。

【0250】

図38を再び参照すれば、オンタイム信号と同様に、先行及び遅延の内積もそれぞれ遅延310及び311並びにミキサー320及び392によって形成される。積分・ダンプ回路330及び333がこれらの信号の積分を実行するが、これらは、オンタイム信号と同様の方法でコントローラ500によってローカル符号と同期している。内積が形成されると、回路340及び342はそれらの絶対値を取得する。

【0251】

これらの差が加算器350によって形成され、コントローラからのエンコード命令に基づいてA/Dコンバータ360によってデジタル化される。このエンコ

ード命令のタイミングは、先行及び遅延の内積の差が A/D まで伝搬するのに十分な時間が確保されるよう設定されている。

【0252】

先行及び遅延信号は、オンタイム信号の前後の対称的な時間遅延によって形成されている。相関関数も対称であるため、ローカル符号が受信信号と同期していれば、これらの値は等しくなる。ゼロ以外の値を検出すると、コントローラは、誤差をゼロにするために位相を前進又は後退させる。この誤差信号のSNRを改善する方法として、前進又は後退の決定を下す前にこれらの多数のものを加算することも可能である。

【0253】

検出は、オンタイム内積のウィンドウ比較によって実行する。ゼロよりも大きい値は1にマッピングし、ゼロ未満のものはゼロにマッピングする。同様に、消去ゾーンを追加してもよい。検出データには、差分復号、白色復号、及び前方誤り訂正が実行される。

【0254】

図36を参照すれば、要素262～270で示す第2RAKEアームとも呼ばれる「サーチ」チャンネルにより、現在使用中の1つ（又は複数）のものよりも強いマルチパス信号を継続的に走査している。より強い相関ピークを234が検出すると、位相遅延241又は280を調整し、メインチャンネル（即ち、補助RAKEチャンネル）を移動させ、そのより大きなピークをトラッキングする。この処理によって、システムは動的なマルチパス状態において動作可能になる。

【0255】

要素280～297で示す第1RAKEチャンネルを使用し、次に強い相関をメインチャンネル信号に加算するべく、2番目に強い信号をトラッキングする。この加算は、マルチパスを活用してBER性能を向上させる時間領域RAKEフィルタにおける第1のものである。即ち、図36では、1つのRAKEと1つのサーチチャンネルのみを示しているが、両方ともRAKEチャンネルとして使用可能であり、或いは、様々な数のマルチパス信号を処理するべく、更に多くのRAKEチャンネル（マルチパス信号当たり1つのRAKEチャンネル）を含むことも可能であ

る。

【0256】

従来のRAKE受信機については、1996年にプレントイスホール (Prentice-Hall) 社から発行されたV. ガーグ (V. Garg.) 及びウィルクス (Wilkes) 著「無線及びパーソナル通信システム (Wireless and Personal Communication Systems)」(ISBN 0-13234626-5) の151～152頁に説明されており、本引用により、そのすべての内容が本明細書に包含される。RAKE受信機は、個別のフェージングチャネルに分解し、受信信号を送信信号の複数の時間シフトバージョンと相互相関させる能力を有している。この結果、RAKE受信機の異なるアームを介して受信されたそれぞれの信号をダイバーシティコンバイナによって合成し、単一の出力を供給することができる。

【0257】

図42は、図36の受信機における相関器の信号出力の振幅対時間を示すグラフである。この相関器は制御回路234内に形成されており、図示のように、相関のピークが時間的に非常に狭く、従って、実際に相関が得られたときの有効なインジケータとなっている。

【0258】

図22～図24は、前述のジッタリングされたクロック信号を供給する別の実施例を説明している。

【0259】

大部分の通信システム（狭帯域、又はその他の種類の超広帯域通信システム）においては、通常、マルチパスは性能の低下を引き起こす。このようなシステムの問題点は、搬送波と受信機間に多数の分解可能な伝搬路リンクが存在し、時間連続信号において異なる伝搬路の信号エネルギーが別のものと重なったときに、それらの信号がしばしば異なった位相で加算されることである。この現象を、例えば、図46及び図47の比較において見ることができる。図46は、本UWBシステム用のパルスごとに離散時間変調された信号の時間領域信号を示している。図示のとおり、1つの伝搬路（伝搬路1）から受信したパルスは、反転伝搬路と見られる伝搬路2のパルスとは受信時間（及び、恐らく方角）が異なっている

。しかしながら、本発明におけるUWBウェーブレット信号の時間変調特性により、2つの異なる伝搬路を分解することが可能であり、一旦分解すれば、異なる伝搬路のエネルギーは互いに関連していると思なすことができるため、RAKEによって異なる伝搬路のエネルギーをオーバーラップさせることが可能であり、この結果、エネルギーをコヒーレントに加算して信号受信性能を向上させることができる。

【0260】

一方、図47は、時間連続信号（複数の搬送波）を有する狭帯域信号を使用した従来の信号体系に伴う問題を示している。図示のとおり、図47の2つの軌跡は従来の狭帯域システムの通信チャネルで発生する通常のフェードの例を単に示すものであり、信号受信において非常に深いフェードが発生している（300MHz付近など）。このような深いフェードの場合、信号性能が劇的に低下し、この結果、ビット誤り率が劇的に上昇してチャネル品質が劣化する。例えば、携帯電話のような種類のシステムの場合には、信号フェードの際に信号が消失し、通話が切れてしまうこともある。

【0261】

この問題を克服する技法の1つは、従来の送信システムの信号レベルを上げることである。しかしながら、これを実行すれば、隣接チャネルの干渉に大きな影響を与え、その他のシステムのその他のユーザーの通信を妨害することになる。即ち、本発明の特徴は、複数信号伝搬路の分解が可能であり、従って、直接通信伝搬路とコヒーレントに合成することができ、その結果、その他のマルチパスの信号エネルギーによる拡大（即ち、加算）によって実際の受信信号をエンハンスすることが可能なオフィス環境などの屋内環境においてマルチパスを実際に使用して利益を享受することである。

【0262】

図48は、本発明によるトランシーバ機能を「無線ASIC」に内蔵する方法を示している（ASICは、特定用途向け集積回路の略号である）。無線ASICとは、スタックされたプロトコルアーキテクチャの一部として、異なるアプリケーションとインターフェイスするための無線伝送機能を遂行するものである。

この無線ASICは、有線IOポートのように、データを送受信するアプリケーションに対する通信サービスとして信号生成、送信、及び受信機能を実行する。例えば、特定アプリケーション5100は、オフィス環境におけるカメラからのビデオ信号であり、無線ASICに対してホームアプリケーションプログラムインターフェイス（API）5101を介してデータストリームを提供する。ホームAPI5101は、このデータを受信し、通信プロトコルスタックの次のコンポーネント5102が使用できるよう、そのデータをフォーマット化する（この例の場合、このコンポーネントに相当するのは、マイクロソフト（Microsoft）社のユニバーサルプラグアンドプレイ（UPnP）又はサンマイクロシステムズ（Sun Microsystems）社のJINIアプリケーションである）。これらの機能により、無線ASICが使用する入力データストリームを提供するべく、ホームAPI5101を介してアプリケーション5100から取得したデータがフォーマット化される。そして、図示のとおり、このデータはメディアアクセス制御（MAC）コンポーネント、及びデータを変換して信号アンテナに供給する物理層のサービスによってフォーマット化される。

【0263】

この流れにおいて、無線ASICはOSIプロトコルスタックと類似したプロトコルスタックのベースと見なすことができる。このように、無線ASICは近距離通信を拡張するための様々な物理層の基礎として機能することが可能であり、あらゆる装置に無線通信機能を提供することができる。即ち、無線ASICは、家庭の冷蔵庫や電力計、或いは、オフィス環境内のコンピュータや無線テレフォニーシステムのようなデジタル装置など、各種装置の情報をルーティングするのに使用可能であり、この結果、装置が家庭内に分散している場合に、それら様々な装置をワイヤで接続する必要がなくなる。

【0264】

この無線統合の例が図49に示されている。図49は、ゲーム、ホームオートメーション、セキュリティ機能、ラジオなどのオーディオ装置、ホールハウスオーディオ、テレフォニーやテレコンファレンスなどの音声アプリケーション、インターネットアプリケーション、又はDVDアプリケーションのようなビデオア

アプリケーションなどの様々な装置を家庭内で使用方法を示している。これら様々な装置のそれぞれに、有線技術による、或いは本発明の無線ASICを使用する相互接続を内蔵することができる。又、住居ゲートウェイ5200も、本発明により情報を受信して融合し、例えば、ケーブル接続、デジタル加入者ライン、又は無線マイクロ波リンクを介して外部ソースに濃縮したデータを供給する本発明による無線ASICを含むトランシーバを内蔵している。この結果、家庭又はオフィス内の安価な無線インフラストラクチャが構築され、装置間又は外部との間で分散データをルーティングするメカニズムが提供される。

【0265】

図52は家庭又はオフィス環境を示しているが、本発明は特定用途向け集積回路などの比較的小さな装置に実装可能であるため、車両内や、例えば、パームコンピューティング装置などの携帯装置にも内蔵することが可能である。

【0266】

又、無線ASICは、画像化に加え、測距アプリケーションにも使用可能である（車両又は携帯アプリケーション用）。測距アプリケーションにおいては、無線を使用し、特定の物体からの反射の帰還速度と位置を観測することによって特定トランシーバからの距離を判定することができる。この結果、本発明による無線ASICは、侵入者の検出と監視用の測距センサーを提供するべく、ホームセキュリティシステムの一部として内蔵することが可能である。

【0267】

更に、無線ASICは、移動物体がその他の物体に対して危険なレベルにまで接近したことが感知されたときに可聴又は視覚的な警報をトリガしたり、是正措置を取るよう、車両、或いは車両が接近する固定構造物に内蔵することができる。

【0268】

又、無線ASICは、アンテナ試験及びその他の通信シナリオへの適用性に対するUWBの適性を判定する安価な方法として、アンテナ試験やチャネルサウンディング用の試験機器に使用することもできる。通信システムの場合には、無線ASICは、例えば、公衆交換電話ネットワークにテレフォニーインターフェイ

スを提供するよう、例えば、無線セキュリティシステム、プロセス制御用の無線ファクトリ設定、様々な異なる電話を使用するための無線公衆ブランチ交換、又は無線ローカルループアプリケーションに内蔵することも可能である。

【0269】

又、無線ASICは、様々な高速インターフェイスの無線による代替物として使用することも可能である。例えば、無線ASICは、100BaseT、ファイヤワイヤ（IEEE1394）、ユニバーサルシリアルバスなどのローカルエリアネットワーク用のインターフェイスとして使用可能である。更に、無線ASICは、デジタルビデオレコーダ、ビデオカメラ、DVD、MP3プレーヤ、汎用コンピュータなどにおける通信を促進するよう、無線リンクを提供することができる。この結果、近くに所在する装置及びインターネットに対する接続用の単純で便利なメカニズムが無線によって提供される。

【0270】

更に、本無線ASICは、家庭電話ネットワークアソシエーション（ホームPNA）、ホームプラグ（電力ライン上で10Mbit/秒で稼動する）、及び10又は100BaseTイーサネット（登録商標）ネットワークにまたがるUWB WPANの一部として含んでもよい。本発明者の認知するところでは、コンピュータやデジタルビデオレコーダなどの従来システムに伴う制約のために情報記録装置から別の装置への情報伝達が難しく且つ時間を要するものになっている。従って、本無線ASICは、ファイル転送を促進するよう、例えば、デジタルスチールカメラ（DSC）、デジタル光プロジェクタ（DLP）、ゲーム装置、ボイスオーバーIP、MP3オーディオアプリケーション、ストーミングビデオ、又は携帯情報端末装置の情報を伝達するのに使用することができる。

【0271】

本発明によるASIC UWB無線を使用すれば、高速広帯域パーソナルエリアネットワークによってローカルエリアネットワークを拡張することができる。更に、WPANトポロジーを使用すれば、無償のマルチメディア情報ソースを使用して加入費を節約することができる。即ち、本無線ASICは、無線セルラーなどの加入ベースのサービスの代替品として機能することができる。従来のイン

ターフェイスを使用し、デジタルカメラからキオスクへのデータ転送、カメラ間の転送、カメラからプリンタへのデータ転送、カメラからPCへのデータ転送、又は、後でテレビモニタなどの表示装置で視聴するためにカメラからセットトップボックスに転送するなどの機能を実線ASICによって提供することができる。

【0272】

又、本発明者の認知するところでは、本発明による無線ASICを使用するトランシーバは、本発明による無線システムとのみ連動するだけでなく、複数の動作モードで機能することができる。例えば、本発明の一実施例には、「ブルートゥース」仕様によって送信された信号を受信する受信機メカニズムが含まれる。例えば、1999年12月1日に発行された「ブルートゥースシステム仕様 (Specification of the Blue Tooth System)」バージョン1.0Bの第1巻「コア仕様 (Core Specification)」及び第2巻「プロファイル仕様 (Profiles Specification)」を参照されたい。尚、本引用により、その内容のすべてが本明細書に包含される。このためには、「ユニバーサル」な無線稼動を提供するべく、UWB動作モードのみではなく、その他の無線通信モードでも動作するトランシーバを本発明に内蔵する。

【0273】

本発明のその他の実施例においては、無線電話、携帯情報端末、又はパームトップコンピュータなどの携帯コンピュータ装置にトランシーバ（即ち、無線ASIC）を埋め込む。この結果、携帯コンピュータ装置を使用する個人は、携帯コンピュータ装置に保存されている情報を迅速且つ簡単にほかのトランシーバ（又は受信機）に伝達することができる。例えば、携帯通信装置は、無線アクセスメカニズム、カレンダー関連メカニズム（例えば、なにかの行事について互いに合意可能な日時を識別するためにユーザーのカレンダー内容を別のユーザーに送るもの）、地図配布メカニズム（オフィスや自宅などの所定の場所への行き方を別の個人に対して説明する便利な方法）、個人プロフィール配布メカニズム（電子名刺情報の伝達と類似）などを提供することができる。

【0274】

一構成においては、本発明によるUWBバイフェーズパルスと協働しそれらによって送信された情報を受信する無線トランシーバを含む有線ネットワークによってオフィス環境を確立する。この結果、データ収集無線をパーソナルエリアネットワーク(PAN)の一部として使用することができる。即ち、無線ASICの1つから情報が発信されると、部屋又は建物内に分散している様々なデータ収集トランシーバを有するネットワークは、その他の装置が受信できるよう、そのエネルギーを再ブロードキャストする。

【0275】

更に、この通信ネットワークにより、隣接する建物を相互接続することができる。即ち、部屋の中に存在するブロードキャストトランシーバを備えたそれぞれのネットワークをワイヤライン(通常、FDDIネットワーク)で相互接続するのである。例えば、特定の部屋又は建物内部のポータブル無線ASICからの無線送信を受信し、ASIC無線によって受信したそのデータをワイヤラインを介して隣接するオフィス空間(通常は、例えば、別の町のオフィス、場合によっては別の州に所在するオフィス)に送る少なくとも1つの無線トランシーバを1つの部屋が備えているとする。向こう側でトランシーバがデータを受信すると、そのトランシーバは、その遠隔地に存在するその他の装置が受信できるよう、本発明による超広帯域送信によってエネルギーを再ブロードキャストするのである。この結果、1つの場所から別の場所に情報を伝達する無線「ポータルエリア」が提供される。

【0276】

或いは、空港などの公的なエリアの場合には、例えば、特定の電話室を設けるのではなく(この場合、個人は空港の施設として提供された専用電話システムを使用しなければならない)、本発明によるバイフェーズ通信情報を送受信する個人用通信装置を使用するユーザーとの間で情報をやり取りする無線トランシーバネットワークを空港に備えればよい。この結果、本発明によってUWB通信の使用が促進され、通信するために個人が特定の場所に出向くのではなく、近隣エリアに所在した状態で(その間に障害物があってもよい)通信相手と通信状態に維持される。

【0277】

本発明によるUWBバイフェーズ広帯域通信を使用する1つの利点は、特定の無線周波数スペクトルを共有する従来のセルラー技術やその他の多元接続技術に比べ、多元接続ユーザー数をはるかに大きいことである。例えば、本発明で提供されるUWB符号は、従来のスプリットスペクトル符号に比べて100倍以上も長い。従って、数百万にも及ぶ一意のアドレスを比較的小さい空間内の異なる個人に割り当てることが可能である。この結果、これら数百万もの一意の全アドレスは、ラウンドロビン法やスペクトル拡散システムによる制限的な接続とは異なり、同時に使用することができる。

【0278】

本発明によるバイフェーズ変調体系の別の特徴は、サーチするのに格段に大きな符号空間が必要であり、信号が空間及び時間の両面で滑らかに表れることから、盗聴されにくいというセキュリティが提供されることである。更に、サーチするためのエッジも存在していない。

【0279】

図50は、本発明のコントローラ及びアプリケーションインターフェイスの実施例を実装可能なプロセッサシステム801を示している。このプロセッサシステム801には、情報を伝達するバス802又はその他の通信メカニズムと、バス802に接続された情報処理用のプロセッサ803が含まれている。更に、プロセッサシステム801には、バス802に接続されプロセッサ803によって実行される情報と命令を保存するランダムアクセスメモリ(RAM)やその他の動的ストレージ装置(例:ダイナミックRAM(DRAM)、スタティックRAM(SRAM)、及び同期DRAM(SDRAM))などのメインメモリ804も含まれてる。このメインメモリ804は、プロセッサ803による実行の際に一時的な変数やその他の中間情報を保存するためにも使用可能である。更に、プロセッサシステム801には、バス802に接続されプロセッサ803用の静的な情報と命令を保存する読み取り専用メモリ(ROM)805又はその他の静的ストレージ装置(例:プログラム可能ROM(PROM)、消去可能PROM(EPROM))、及び電子的消去可能PROM(EEPROM))も含まれてい

る。

【0280】

更に、プロセッサシステム801には、バス802に接続された磁気ハードディスク807及びリムーバブルメディア駆動装置808（例：フロッピー（登録商標）ディスク駆動装置、読み取り専用コンパクトディスク駆動装置、読み取り／書き込みコンパクトディスク駆動装置、コンパクトディスクジュークボックス、テープ駆動装置、及びリムーバブル光磁気駆動装置）などの情報と命令を保存する1つ以上のストレージ装置を制御するディスクコントローラ806も含まれている。ストレージ装置は、適切な装置インターフェイス（例：SCSI (small computer system interface)、IDE (integrated device electronics)、E-IDE (enhanced-IDE)、DMA (direct memory access)、又はultra-DMA）を使用してプロセッサシステム801に追加することができる。

【0281】

又、プロセッサシステム801は、特殊目的のロジックデバイス（例：ASIC (application specific integrated circuit)）又は構成可能なロジックデバイス（例：SPLD (simple programmable logic device)、CPLD (complex programmable logic device)、及びFPGA (field programmable gate array)）も含むことができる。

【0282】

更に、プロセッサシステム801は、バス802に接続されCRT (cathode ray tube) やLCDディスプレイなどの情報をコンピュータユーザーに表示するディスプレイ810を制御するディスプレイコントローラ809を含むことができる。このコンピュータシステムには、キーボード811及びポインティング装置812などの、コンピュータユーザーとやり取りして情報をプロセッサ803に提供する入力装置が含まれている。例えば、ポインティング装置812は、方向情報と命令の選択をプロセッサ803に伝達しディスプレイ810上のカーソルの動きを制御するマウス、トラックボール、又はポインティングスティックであってよい。更に、プリンタにより、プロセッサシステム801によって保存及び／又は生成されたデータ構造／情報の印刷リストを出力することができる。

【0283】

プロセッサシステム801は、プロセッサ803に応答し、メインメモリ804などのメモリ内に格納された1つ以上の命令の1つ以上のシーケンスを実行し、本発明の一部或いはすべての段階を実行する。このような命令は、ハードディスク807やリムーバブルメディア駆動装置808などの別のコンピュータによる読み取り可能媒体からメインメモリ804内に読み込むことができる。又、マルチプロセッシング配列の1つ以上のプロセッサを使用してメインメモリ804内に格納された命令のシーケンスを実行することも可能である。別の実施例においては、ソフトウェア命令の代わりに（或いは、これと組み合わせて）配線で接続された回路を使用することもできる。即ち、実施例は、ハードウェア回路とソフトウェアの特定の組み合わせに限定されるものではない。

【0284】

前述のとおり、プロセッサシステム801は、本発明の開示内容に従ってプログラムされた命令を保持すると共に、データ構造、テーブル、レコード、又は本明細書で説明されたその他のデータを格納するための少なくとも1つのコンピュータによる読み取り可能な媒体又はメモリを含んでいる。このコンピュータによる読み取り可能な媒体の例としては、コンパクトディスク、ハードディスク、フロッピーディスク、テープ、光磁気ディスク、PROM（EPROM、EEPROM、フラッシュEPROM）、DRAM、SRAM、SDRAM、又はその他の磁気媒体、コンパクトディスク（例：CD-ROM）、又はその他の光媒体、パンチカード、紙テープ、又は孔パターンを有するその他の物理媒体、搬送波（後述する）、又はコンピュータが読み取り可能なその他の媒体が挙げられる。

【0285】

本発明は、コンピュータによる読み取り可能な媒体のいずれか又はそれらの組み合わせ上に保存され、コンピュータシステム801を制御し、本発明を実装するために装置を駆動し、プロセッサシステム801が人間ユーザー（例：印刷物生産要員）とやり取りできるようにするソフトウェアを含んでいる。このようなソフトウェアには、デバイスドライバ、オペレーティングシステム、開発ツール、及びアプリケーションソフトウェアが含まれる（但し、これらに限定されない

）。このようなコンピュータで読み取り可能な媒体には、本発明の実装において実行される処理のすべて又は一部（処理が分散されている場合）を実行するための本発明のコンピュータプログラムプロダクトが更に含まれる。

【0286】

本発明のコンピュータ符号装置は、スクリプト、解釈可能なプログラム、ダイナミックリンクライブラリ（DLL）、Javaクラス、及び完全な実行可能プログラムなど（但し、これらに限定されない）、解釈可能又は実行可能な符号メカニズムであればどのようなものであってもよい。更に、性能、信頼性、及び／又はコストを改善するため、本発明の処理の各部分を分散させることもできる。

【0287】

本明細書で使用する「コンピュータによる読み取り可能な媒体」という用語は、プロセッサ803に対して実行命令を提供するすべての媒体を指している。このコンピュータによる読み取り可能な媒体は、非揮発性媒体、揮発性媒体、及び送信媒体など（但し、これらに限定されない）、多数の形態を取ることができる。非揮発性媒体には、例えば、ハードディスク807やリムーバブルメディア駆動装置808などの光、磁気ディスク、及び光磁気ディスクが含まれる。そして、揮発性媒体には、メインメモリ804などのダイナミックメモリが含まれる。送信媒体には、同軸ケーブル、銅線、及び光ファイバが含まれ、バス802を構成するワイヤもこれに含まれる。又、送信媒体は、無線波及び赤外線データ通信の際に生成されるものなどの音響又は光の波の形態を取ることできる。

【0288】

このようなコンピュータによる読み取り可能な媒体の様々な形態は、実行する1つ以上の命令の1つ以上のシーケンスをプロセッサ803に伝達する方法と関係している。例えば、命令は、まずリモートコンピュータの磁気ディスク上に保存しておいてもよい。リモートコンピュータは、本発明のすべて又は一部を実装するそれらの命令を遠隔地においてダイナミックメモリにロードし、モデムによって電話回線（又はその他の通信チャネル、有線、又は無線）を介して送信する。すると、プロセッサシステム801のローカルモデムが電話回線を介してそのデータを受信し、赤外線送信機を使用してデータを赤外線信号に変換する。そし

て、バス802に接続された赤外線検出器が赤外線信号で搬送されたこのデータを受信し、バス802上に出力する。バス802は、データをメインメモリ804に送り、そこからプロセッサ803が命令を取得して実行する。尚、メインメモリ804に受け取った命令は、任意選択でプロセッサ803による処理の前又は後の段階でストレージ装置807又は808に保存してもよい。

【0289】

プロセッサシステム801には、バス802に接続された通信インターフェイス813も含まれている。この通信インターフェイス813により、例えば、パーソナルエリアネットワーク(PAN)815やインターネットなどの別の通信ネットワーク816に接続されたネットワークリンク814に対して双方向UWBデータ通信接続が提供される。例えば、このUWB通信インターフェイス813は、パケット交換UWB対応PANに装着するネットワークインターフェイスカードであってよい。或いは、別の例として、通信インターフェイス813は、対応する種類の通信ラインにデータ通信接続を提供するUWB接続可能なADSL (asymmetrical digital subscriber line) カード、ISDN (integrated services digital network) カード、又はモデムであってよい。

【0290】

ネットワークリンク814は、通常、1つ以上のネットワークを介してその他のデータ装置にデータ通信を提供する。例えば、ネットワークリンク814は、パーソナルエリアネットワーク815 (例: PAN) を介して、或いは、通信ネットワーク816による通信サービスを提供するサービスプロバイダが運営する機器を介して、RF接続を別のコンピュータに提供可能である。好適な実施例においては、ローカルネットワーク814及び通信ネットワーク816は、デジタルデータストリームを搬送する電子的、電磁的、又は光学的信号を使用するのが望ましい。プロセッサシステム801との間でデジタルデータを搬送する様々なネットワークを介した信号及びネットワークリンク814上及び通信インターフェイス813を介した信号は、情報を伝達する搬送波の模範的な形態である。プロセッサシステム801は、ネットワーク815及び816、ネットワークリンク814、及び通信インターフェイス813を介し、プログラム符号を含むデー

タを送受信することができる。

【0291】

図51は、本発明によるトランシーバの実施例のブロックダイアグラムである。本トランシーバは、本発明によるUWB信号を送受信するアンテナ5101を使用しており、このアンテナ5101は、送信／受信(T/R)スイッチ5103に接続されている。送信の場合には、T/Rスイッチ5103がT/R切換制御信号によって制御され、トランシーバの送信アーム(図51に示されている上部の経路)に接続される。一方、受信の場合には、T/Rスイッチ5103がT/R切換ラインによって制御され、アンテナ5101からのエネルギーがRxフィルタ5109から始まる受信信号経路に接続される。

【0292】

送信動作モードでは、第1ミキシングトラッキングアーム5113(MTA1)の送信モードの稼動が有効になる。送信動作モードでは、送信する波形が送信ラインから送信フィルタ5107に渡されるが、この送信フィルタ5107は、送信する出力信号のスペクトルエネルギーを調整する適応フィルタである。そして、送信フィルタ5107の出力は、図51に示すように、制御ラインUWB制御を介してリモートコントローラから制御信号を受信する電力制御装置5105に渡される。この電力制御装置5105は、送信する全エネルギーの送信電力を調整するものである。通常動作モードにおいては、図51に示すトランシーバは、電力スペクトル密度を調節した環境で稼動する。即ち、電力制御装置5105は、帯域内の特定部分における電力スペクトル密度が電力スペクトル密度要件を満たすよう、出力を抑制する。この電力制御装置5101の出力は、T/Rスイッチ5103を経た後にアンテナ5101から放射され、本発明による無線UWB波形が生成される。

【0293】

一方、受信動作モードにおいては、アンテナ5101からのエネルギーがT/Rスイッチ5103を介して受信フィルタ5109に渡される。この受信フィルタ5109は適応フィルタであり、狭帯域干渉(先程「RFI」と称したもの)の影響を軽減する。この受信フィルタ5109によるフィルタ処理の後に、受信

信号は、後続の処理に先立って、信号エネルギーの全体レベルを調整する自動利得制御（AGC）回路5111に渡される。これらの受信フィルタ5109及びAGC処理用の制御信号は、図示のように、「R x F制御」及び「AGC制御」信号ラインから供給される。そして、AGC装置5111の出力が分割され、3つの異なるミキシングトラッキングアーム5113、5115、及び5117に分配される。この3つのミキシングトラッキングアームのそれぞれは、同様の処理を実行しそれぞれのミキシングトラッキングアームが受信信号の異なるマルチパス成分を検出及び受信できるよう、独立的に制御することができる。即ち、各ミキシングトラッキングアーム5113、5115、及び5117には、次のコンポーネントが含まれている。まず、160MHzクロックがそれぞれのミキシングトラッキングアーム5113に印加されると共に、処理内容に基づき、その他の基準信号も供給される。そして、クロック制御信号、並びにデジタル制御信号になる符号／位相制御信号、及び所定数の制御ラインを備えるパルス形成ネットワーク制御バスもミキシングトラッキングアームに入力される。これらのミキシングトラッキングアームは、後続の検出処理のために、受信信号エネルギーを信号エネルギーのローカルバージョンと関連付ける。受信動作モードで稼動した場合は、ミキシング有効化信号により、受信動作モードで稼動するべくミキシングトラッキングアームが構成される。受信動作モードでの稼動中には、図示のように、アナログ出力信号がA/Dコンバータ5119に供給され、トラッキング信号がトラッキングA/Dコンバータ5121に供給される。尚、ミキシングトラッキングアーム5115及び5117においても同様の処理がA/Dコンバータ5123、5125、5127、及び5129によって実行される。

【0294】

図52は、図51のミキシングトラッキングアーム5113のブロックダイアグラムを示している。この図52のブロックダイアグラムは、図53A～図53D、図54A～図54D、図55A～図55C、図56、及び図57に示された対応する信号波形を参照すれば容易に理解できる。図52を参照すれば、パルス形成ネットワーク5207は、図示のように、クロックコントローラ5209、及び符号FIFO5211及びPFNデータコントローラ5213から供給され

る符号の制御下で本発明によるUWBバイフェーズパルスを生成する。クロックコントローラ5209は、160MHzの入力信号基準とクロック制御信号を受信している。通常、クロックコントローラ5209の出力は1.6GHzで動作するチップクロックであり、これがパルス形成ネットワーク5207及びパルス形成ネットワークデータコントローラ5213の両方に印加される。符号/位相制御信号が符号FIFOに印加されるが、この信号は受信を試みる特定のユーザーに固有のものである。符号FIFOは、N(33として示されている)信号ラインのセットでデータをパルス形成ネットワーク5207に単純に供給している。パルス形成制御ネットワーク5213には、最終的にどの符号のサブセットをパルス形成ネットワーク5207から出力するのかを決定する制御入力も供給されている。そして、パルス形成ネットワーク5207で生成された符号クロックは、図示のように、所定量だけ遅延され、出力信号書き込みデータ及び書き込みトラックとして供給される。パルス形成ネットワーク5207によって供給された一連のパルスは、後述するように、ミキサー5203及び5205に供給される。

【0295】

図52に示すように、到来したRF信号は、「先行」、「遅延」、及び「メイン」という3つの個別信号に分割される。先行信号は、加算器5202の負入力に印加される。「メイン」信号は、遅延1によって30ピコ秒遅延される(但し、好適な実施例においては、その他の遅延も使用可能である)。そして、第3の入力は、遅延2によって60ピコ秒だけ遅延され(但し、量を変化させて遅延させてもよい)、「遅延」信号として形成された後に加算器5202の正入力に印加される。加算器5202は、図示のようにトラッキングミキサー5205と同様に、トラッキング有効化信号によって有効になり、ミキサー5203の動作は、ミキサー有効化制御信号によって有効になる。従って、図53A～図55Cに示すように、先行信号はメイン信号よりも30ピコ秒先行しており、遅延信号はメイン信号よりも30ピコ秒だけ遅延している。この加算器5202の出力は、遅延及び先行信号の集合体であり、「遅延-先行」と呼ぶことにする。

【0296】

図54A～図54Dは、ミキサーを介して渡されLO波形によって処理された後の信号を示している。図54Aに示すように、LO波形は、恐らくメイン信号と時間的にずれている。従って、図54Bに示すように、出力ミキサー5203はエネルギーのかなりの量がゼロV未満で収集されることを示している。同様に、LO信号及び誤差信号（遅延－先行）が図54Cに示されており、これらの信号がミキサー5205に印加される。このミキサー5205の出力として「ERR-MIX」と名付けられた信号が供給され、これが図54Dに示されている。ミキサー5203の出力は、「ON-DATA」と呼ばれる出力データ信号で供給される。トラッキングミキサー5205の出力は、「トラッキング」と呼ばれる信号である。

【0297】

図55Aは、130ピコ秒のピーク間パルス幅と遅すぎるローカル発振器信号によってエネルギーがゼロV周辺に均等に分散されず、負のDCバイアスが存在するイベントを示している。一方、図55Bは、全エネルギーがゼロに集約されるよう、ローカル発振器が時間的にRF信号と直接整合しているイベントを示している。図55Cは、ローカル発振器が早く、正の電圧方向へのDCシフトが存在するイベントを示している。

【0298】

図56は、トラッキング領域が高い、低い、又は正しいときのミキサー出力を示している。ミキサー出力は、図57に示すピコ秒単位の整合誤差と合成される。整合誤差が存在しない（誤差チャンネル出力がゼロVを示す）場合は、最大メインチャンネル出力が得られる。しかしながら、整合誤差がゼロピコ秒からずれると、メインチャンネル出力は最大可能検出電圧を下回る。即ち、LO信号がメインRFチャンネルと正確に整合していないため、通信システムの性能は最善のものではない。

【0299】

図57は、ゼロVを上回る又はゼロV未満の整合誤差が観測された場合に、LOがメインチャンネルと正確に整合する最適な保護に向かってPFN5207（図52）のLO出力をガイドするべく、PFNデータコントローラ5213が代わ

りに制御ライン「符号／位相」を介して制御をアサートすることを示している。

【0300】

図58は、区分的に連続したUWBバイフェーズ送信波形を生成する本発明による送信機のアーキテクチャを示すブロックダイアグラムである。符号生成メカニズム(5800)は、特定ユーザーに固有の符号を生成し、データと共に符号をパルス形成ネットワーク5801に渡す。パルス形成ネットワーク5801は、半導体技術を使用して本発明による区分的に連続したバイフェーズUWB信号を生成し、この出力が増幅器5803によって増幅されてアンテナ5804から送信される。共通クロックが符号生成回路5800及びPFN5801の両方に入力されるため、両装置は同期して動作する。

【0301】

図59の最上段の波形(デジタルロジック信号)は、PFN5801に入力される符号110を示している。PFN5801は集積回路上に形成されるが、これは、ECL、CMOS、bi-CMOS、或いはシリコンゲルマニウムの形態であってよい。このPFN5801は、各データ信号用のパルスを生成するが、このパルスは、図示のように、デジタルロジックの「エッジ」5910~5912を使用して生成される。「ECL」及び「新しいCMOS」と名付けられた下段の2つの軌跡も、これらの波形の生成に使用される半導体回路に固有の上昇時間を示している。ECLの場合には、330ピコ秒の上昇時間(エッジ)が観測される共に、同様に330ピコ秒の下降時間が観測されている。一方、新しいCMOSデバイスを使用する場合には、100ピコ秒の上昇及び下降時間(又は、少なくとも200ピコ秒未満の時間)が可能なものと観測されている。

【0302】

本発明者の認知するところでは、技術の発展により、現在及び次世代コンポーネントの上昇及び下降時間は継続して短縮されるはずである。従って、本発明による半導体ロジック回路のエッジを使用した区分的なUWB信号の生成により、継続的な半導体デバイスの時間的な性能向上に伴い、本発明による通信システムの帯域幅も向上することになる。図60はこれを示しており、図59の遅いECL波形と図59に示すより新しいCMOSロジックのエッジに対応する2つのス

ベクトルグラフが示されている。遅いECLロジックに対応するスペクトルは、所定帯域幅 B_1 を有する一方、速い新しいCMOS技術の場合には、その3倍の帯域幅を有している。更に、図59に示すような（下の2つの軌跡）個別のエッジを使用して区分的に連続な波形を生成することにより、本発明を実装する無線の性能は、ゴードン・ムーア（Gordon Moore）の法則に従い、時間の経過に伴って上昇することになる。ゴードン・ムーアの法則によれば、集積回路は18ヶ月ごとに速度が2倍になりサイズが半分になる。従って、本発明においてこのような集積回路によって波形を生成することにより、本発明による無線の実装も18ヶ月ごとに2倍速くなり、サイズも半分になり得る。処理電力のlogで性能が向上する従来の無線とは異なり、本発明の場合には、IC性能の向上に伴って線形で性能が向上するのである。

【0303】

当業者には明らかなように、本明細書に述べたメカニズム及びプロセスは、本明細書の開示内容に従ってプログラムされた従来の汎用マイクロプロセッサを使用して実装可能である。又、熟練したプログラマであれば、本開示内容に基づいて適切なソフトウェアのコーディングを簡単に準備できることは、当業者には明らかであろう。

【0304】

従って、ストレージ媒体で提供され、本発明に従ってプロセスを実行するようにコンピュータをプログラムするのに使用可能な命令を含むコンピュータに基づいた製品も本発明には含まれる。このストレージ媒体には、フロッピーディスク、光ディスク、CD-ROM、光磁気ディスクなどのあらゆる種類のディスク、ROM、RAM、EPROM、EEPROM、フラッシュメモリ、磁気又は光カード、又は電子命令を保存するのに適したあらゆる種類の媒体が含まれる（但し、これらに限定されない）。

【0305】

以上の開示内容に鑑み、本発明に多数の変更と変形が可能であることは明らかである。従って、本発明は、添付の請求の範囲内において本明細書に具体的に説明されているもの以外の形態で実施可能であることを理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【図1】

異なる素材内を伝播する際のRF信号の減衰量対周波数を示すグラフである。

【図2A】

本発明によるバイフェーズパルスの時間波形である。

【図2B】

本発明によるバイフェーズパルスの周波数波形である。

【図3A】

本発明による「1」の情報ビットを表すバイフェーズUWB波形の時間波形である。

【図3B】

本発明による「0」の情報ビットを表すバイフェーズUWB波形の時間波形である。

【図4A】

「1」の情報ビットを示すパルス位置変調 (PPM) 波形を示している。

【図4B】

「0」の情報ビットを示すパルス位置変調 (PPM) 波形を示している。

【図5A】

「1」の情報ビットを有する最良のケースにおけるPPM波形のグラフである。

【図5B】

「0」の情報ビットを有する最良のケースにおけるPPM波形のグラフである。

【図6A】

位相が同じオーバーラップにおけるUWB信号と狭帯域信号を比較するグラフである。

【図6B】

位相が異なるオーバーラップにおけるUWB信号と狭帯域信号を比較するグラフである。

【図6C】

狭帯域信号及びUWB信号の両方の信号サイクル波形である。

【図7】

計測電力並びに理論電力及び妨害理論電力の両方の受信信号電力の比較を示す電力対距離のプロットである。

【図8】

特定チャネルの「サウンディング」を示すための本発明による特定UWB送信の信号レベル対距離のプロットである。

【図9A】

マルチパスが存在するチャネルの観点における本発明のUWB信号によって分解可能な信号の振幅対時間波形である。

【図9B】

「従来の狭帯域」通信システムのマルチパスによって誘発されたフェージングチャネルの信号レベル対周波数のプロットである。

【図10】

狭帯域信号、従来のスペクトル拡散通信、及び本発明によるUWB通信スペクトルのそれぞれの帯域幅を比較する模範的なエネルギー対周波数のプロットである。

【図11】

本発明の情報伝達用波形として使用する模範的なバイフェーズ信号である。

【図12A】

整列パルスシーケンスを本発明に従って設定されたシンボルの一部として提供するための本発明による信号波長シーケンスの位置配列方法を示す振幅対時間のプロットである。

【図12B】

本発明において計測されたランダムノイズ信号の電力スペクトル密度対周波数のプロットである。

【図13A】

通信伝搬路内の障害物によってマルチパス反射が発生する様子を示す図である

【図13B】

図13Aの状況で発生したマルチパスによって生成される時間波形の例を示している。

【図14】

本発明によって実装可能な検出回路を示している。

【図15】

本発明において使用する時間変調によって4つの異なる機能を融合する方法を示す図である。

【図16】

本発明において使用するバイフェーズパルスの振幅対時間のグラフである。

【図17】

本発明において使用する信号の周波数プロットである。

【図18】

模範的な実施例における0～1GHz周波数帯の電力スペクトルの電力対周波数プロットである。

【図19A】

本発明に従って無線周波数干渉(RFI)の抽出を実行する前の時間領域信号を示している。

【図19B】

本発明に従って無線周波数干渉(RFI)の抽出を実行した後の時間領域信号を示している。

【図20】

本発明によるUWBバイフェーズ通信システムのブロックダイアグラムである。

【図21】

本発明によるUWB通信トランシーバの送信機部のブロックダイアグラムである。

【図22】

図21の受信機用データ変調デジタル符号の生成に使用される回路のブロックダイアグラムである。

【図23】

本発明の送信機により、ウェーブレット関数及び符号ストリームと畳み込まれるデータストリームの例を示す時間のプロットである。

【図24】

本発明による送信機においてウェーブレットと畳み込まれる等間隔符号ストリームの例のプロットである。

【図25】

それぞれ図23及び図24の畳み込まれたデータ及び符号ストリームのプロットである。

【図26】

本発明による送信機で使用する擬似導関数直交ガウス(DOG)ウェーブレット形状を生成するように構成されたウェーブレット生成器の概略ブロックダイアグラムである。

【図27】

図26に示すウェーブレット生成器のタイミング図である。

【図28】

ガウスのN次導関数形状を選択可能なウェーブレット生成器の回路図である。

【図29A】

本発明に使用するよう選択された2次導関数のガウス波形状を有する図28に示すウェーブレット生成器のタイミング図である。

【図29B】

アナログ符号なしに波形を直接生成する回路である。

【図30】

本発明において使用する簡単なアナログ符号の例のブロックダイアグラムである。

【図31】

図30に示す種類のアナログ符号の生成に使用する波形のタイミング図である

【図32】

本発明によるプログラム可能な分散アナログ符号の回路図である。

【図33】

プログラムを可能にするよう、ハイブリッドカプラの代わりにインバータを使用するプログラム可能な分散アナログ符号の回路図である。

【図34】

タップ送信ラインを使用するプログラム可能な分散アナログ符号の回路図である。

【図35】

本発明によるトランシーバの実施例における送信機及び受信部間の共通アンテナ切り換えメカニズムを示している。

【図36】

本発明による受信機部のブロックダイアグラムである。

【図37】

図36に示す受信機を代替するものである。

【図38】

本発明による遅延ロックループを実装する回路である。

【図39】

本発明による受信機で使用するための連続時間積分器を実装する回路である。

【図40】

本発明によるダイレクトデジタルシンセサイザを使用するプログラム可能な遅延位相シフト演算器のブロックダイアグラムである。

【図41】

連結プログラム可能ワンショット回路を使用するプログラム可能な遅延の実施例のブロックダイアグラムである。

【図42】

高レベルの空間分解能により、激しいマルチパス環境で稼動できることを示す送信符号の相関信号の振幅対時間グラフである。

【図43】

本発明によりメモリ内に保存されたジッター符号を使用してクロックを生成する回路である。

【図44】

図43に示す回路の代替実施例を示している。

【図45】

暗号データシーケンスを使用してクロックをジッタリングするための別の代替実施例である。

【図46】

通信チャンネルにマルチパスが発生した際の本発明によるUWB信号の時間プロットを示している。

【図47】

通信チャンネルにマルチパスが発生した際の従来信号の周波数プロットを示している。

【図48】

データを生成して外部ソースと通信するアプリケーションにおいて本発明による実施例を使用するための本発明による無線ASICを使用するプロトコルスタックを示している。

【図49】

ゲートウェイを介してアクセスプロバイダと通信するための家庭及びオフィス機器間における通信の促進に使用される本発明によるトランシーバの実施例を示している。

【図50】

本発明によるシステムレベルのコントローラのブロックダイアグラムである。

【図51】

本発明によるトランシーバの実施例を示すブロックダイアグラムであり、トランシーバの受信部に対するマルチパス現象を利用するために使用する複数のミキシングトラッキングアーム (MAT) が含まれている。

【図52】

図51のミキシングトラッキングアームの1つを拡大したブロックダイアグラムである。

【図53A】

図2に示すブロックダイアグラムの特定部分を通過するUWB波形の時間波形を示している。

【図53B】

図2に示すブロックダイアグラムの特定部分を通過するUWB波形の時間波形を示している。

【図53C】

図2に示すブロックダイアグラムの特定部分を通過するUWB波形の時間波形を示している。

【図53D】

図2に示すブロックダイアグラムの特定様々な部分を通過するUWB波形の時間波形を示している。

【図54A】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる時間波形を示している。

【図54B】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる時間波形を示している。

【図54C】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる時間波形を示している。

【図54D】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる時間波形を示している。

【図55A】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる波形を示している。

【図55B】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる波形を示している。

【図55C】

図52に示すミキシングトラッキングアームの更なる波形を示している。

【図56】

トラッキング領域が高い、低い、及び正しい場合のミキサー出力を示している。

【図57】

本発明によるポスト積分器出力対トラッキング誤差のプロットである。

【図58】

本発明により実現する性能改善が半導体のスイッチング速度の上昇に伴って向上することを示す概略ブロックダイアグラムである。

【図59】

半導体ロジックゲートの「エッジ」から区分的に連続した波形を生成する方法と、本発明による連結エッジを使用して生成されたUWB波形のパルス幅に対するロジックゲートの遷移速度の影響を示す様々な時間波形を示している。

【図60】

低速のECLロジックと上昇及び下降時間が高速の新しいデジタルロジックを使用した場合に生成される2つの信号のスペクトル分布のプロットを示している。

【図1】

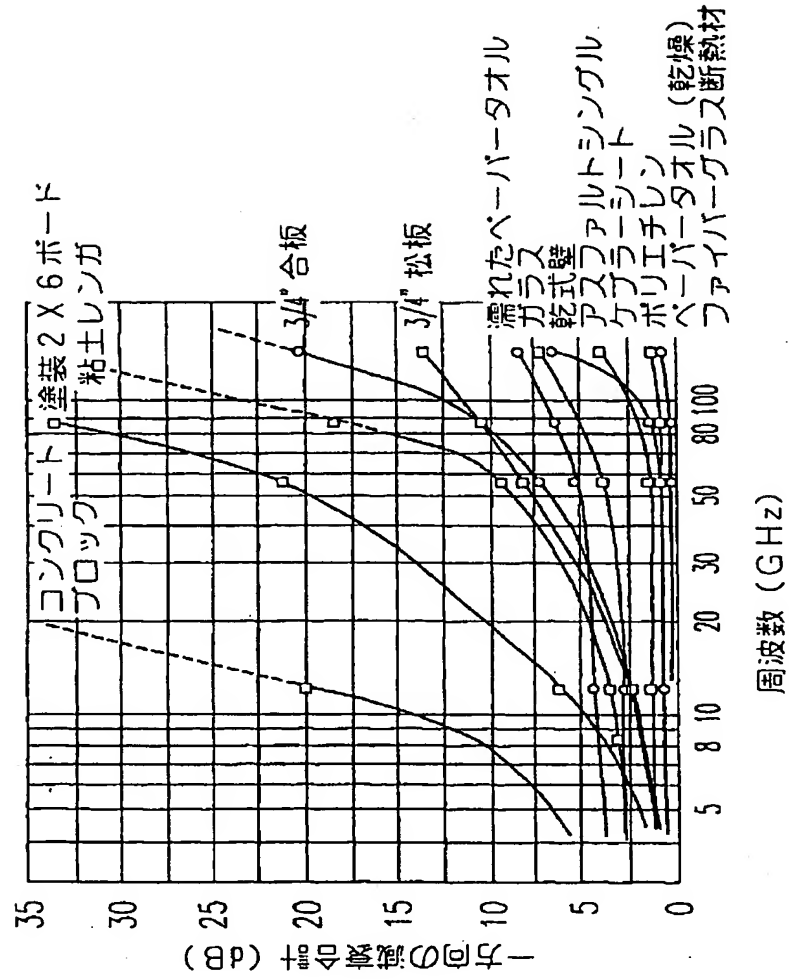


FIG. 1

【図2A】

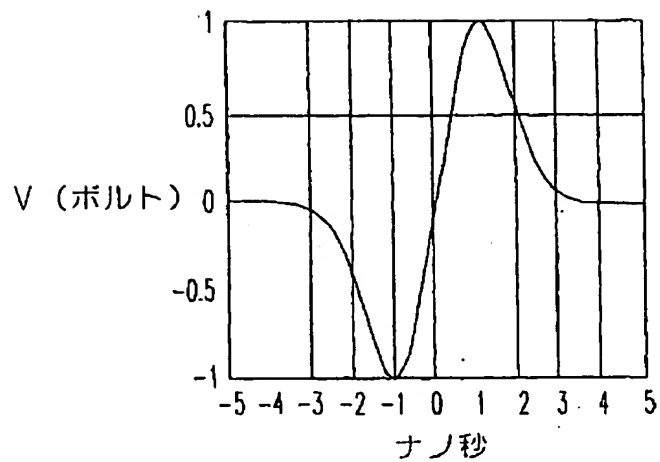


FIG. 2A

【図2B】

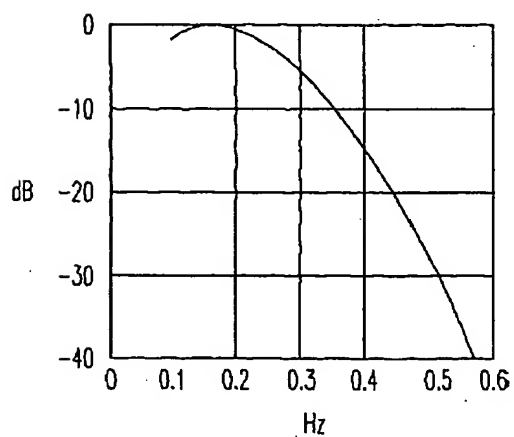


FIG. 2B

【図3A】

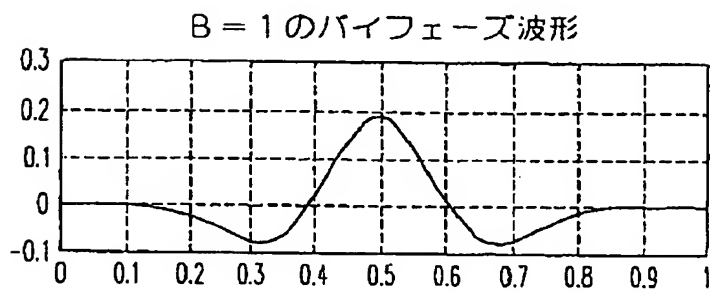
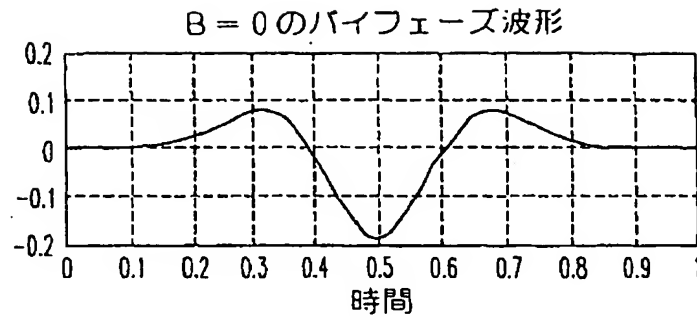
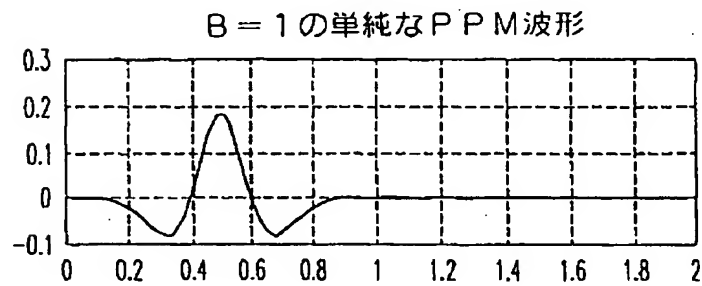


FIG. 3A

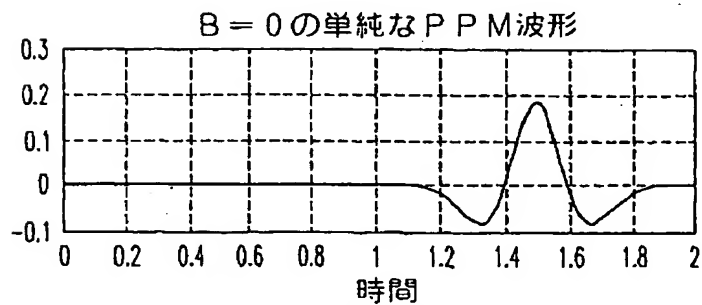
【図3B】

*FIG. 3B*

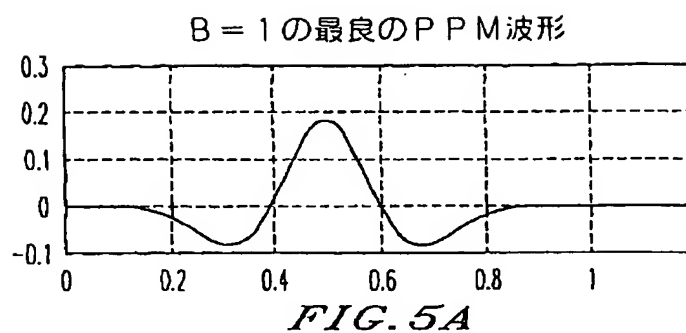
【図4A】

*FIG. 4A*

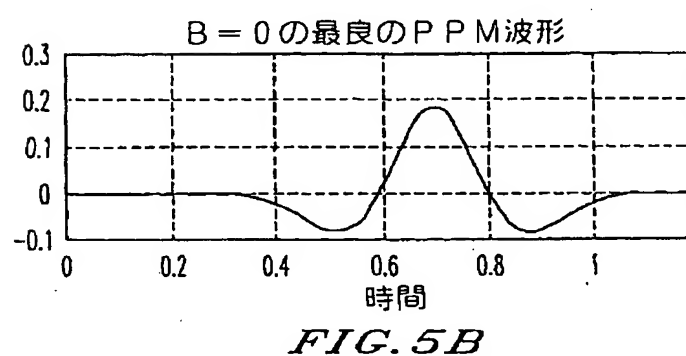
【図4B】

*FIG. 4B*

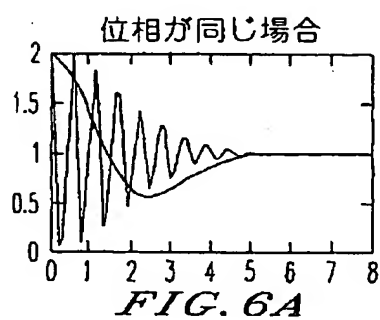
【図 5 A】



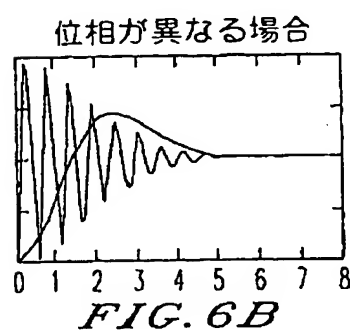
【図 5 B】



【図 6 A】



【図 6 B】



【図6C】

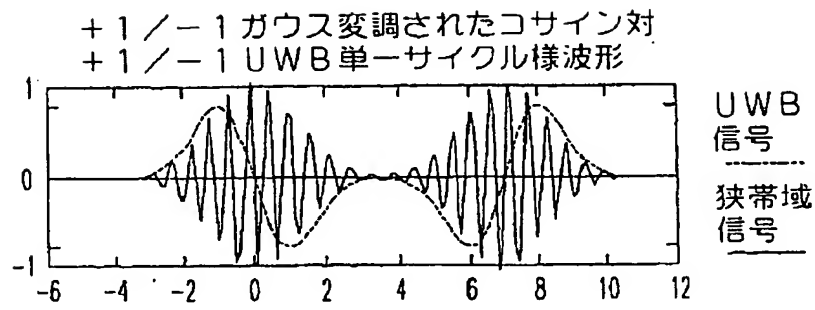


FIG. 6C

【図7】

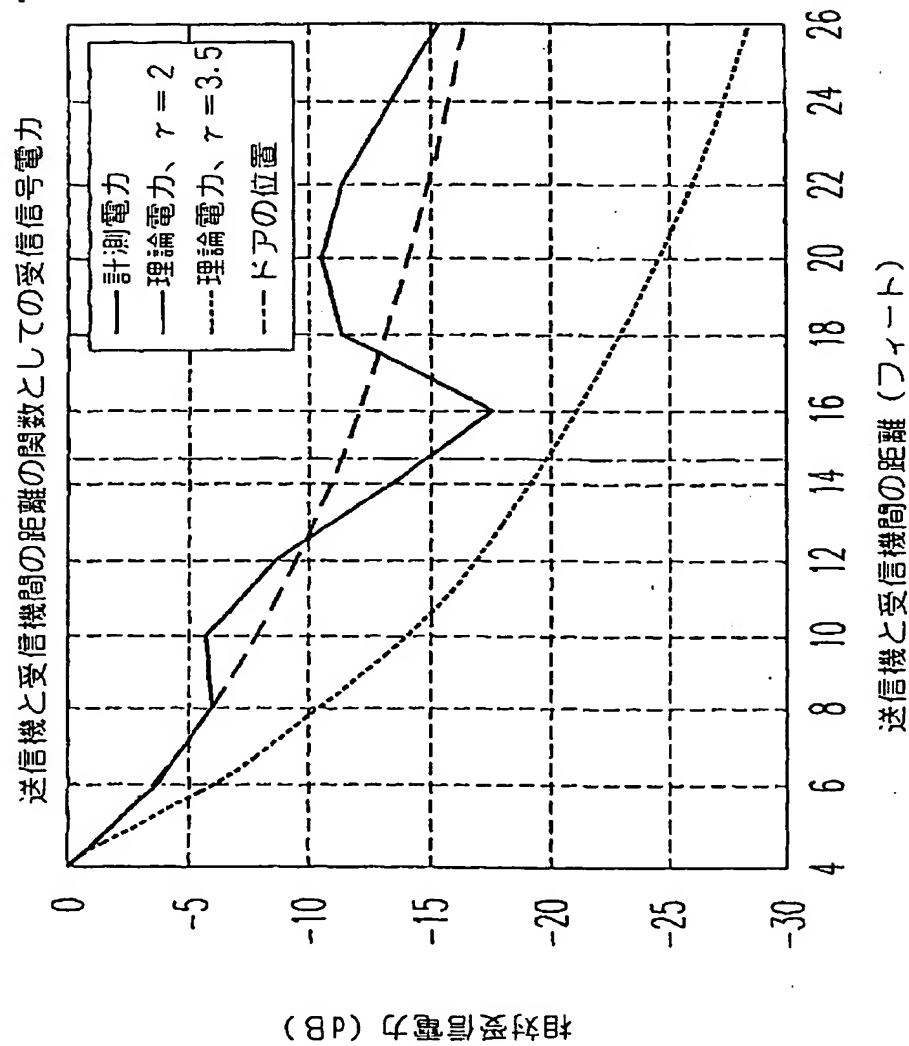


FIG. 7

【図8】

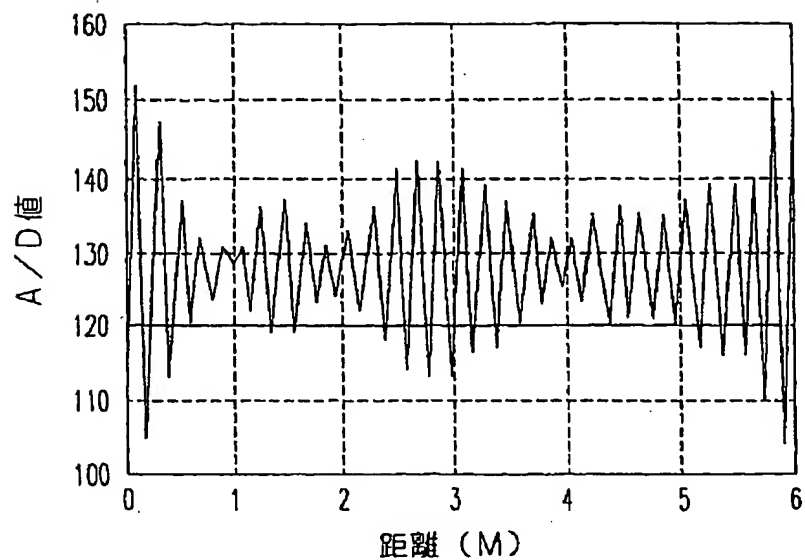


FIG. 8

【図9A】

UWBによって時間的に分解されたもの

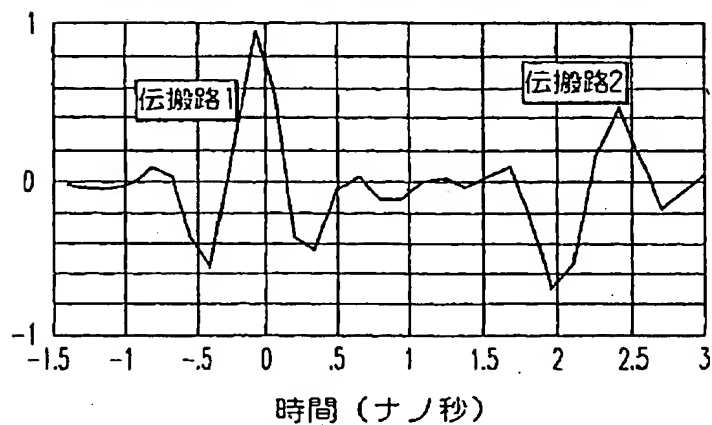


FIG. 9A

【図9B】

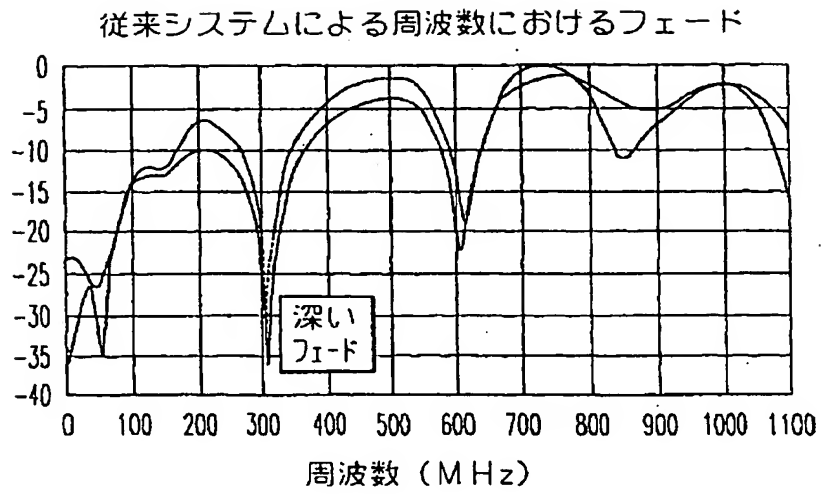


FIG. 9B

【図10】

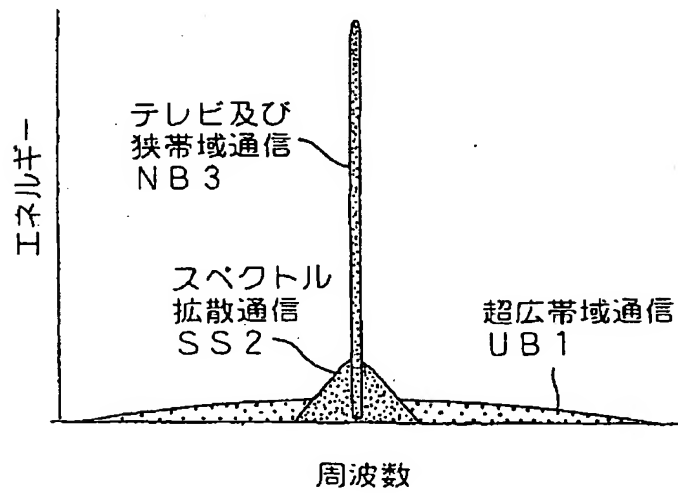
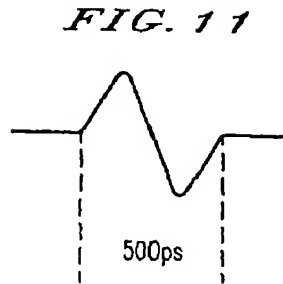
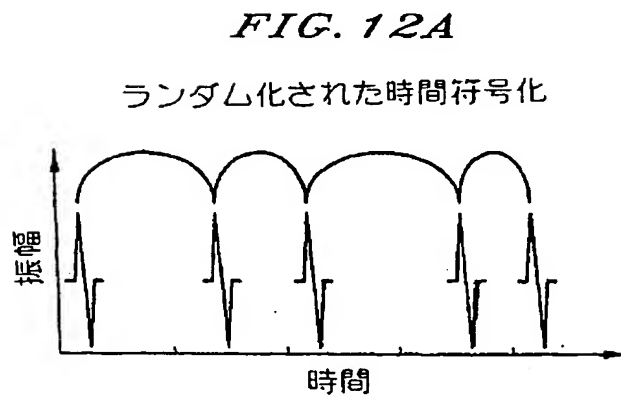


FIG. 10

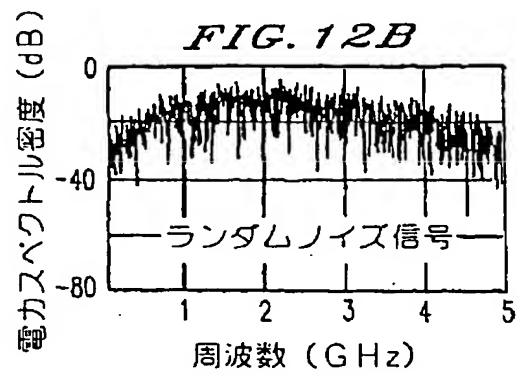
【図11】



【図12A】



【図12B】



【図13A】

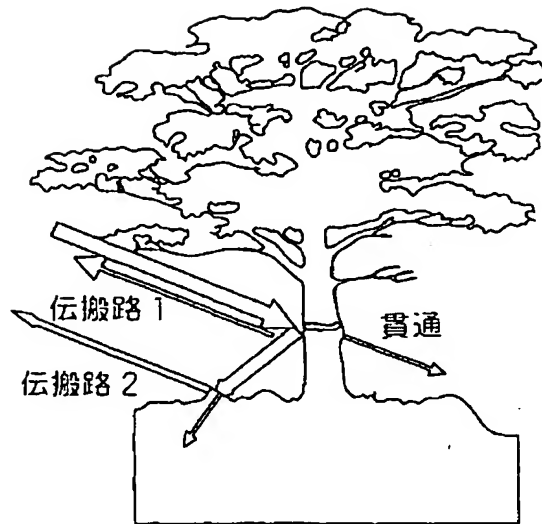


FIG. 13A

【図13B】

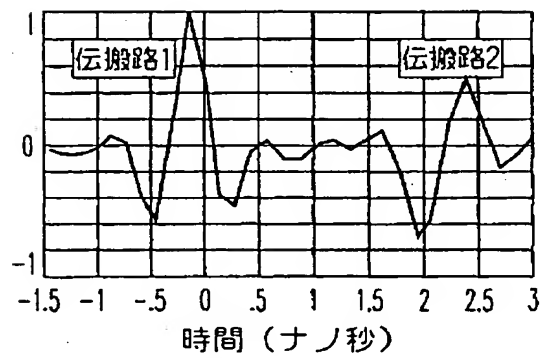


FIG. 13B

【図14】

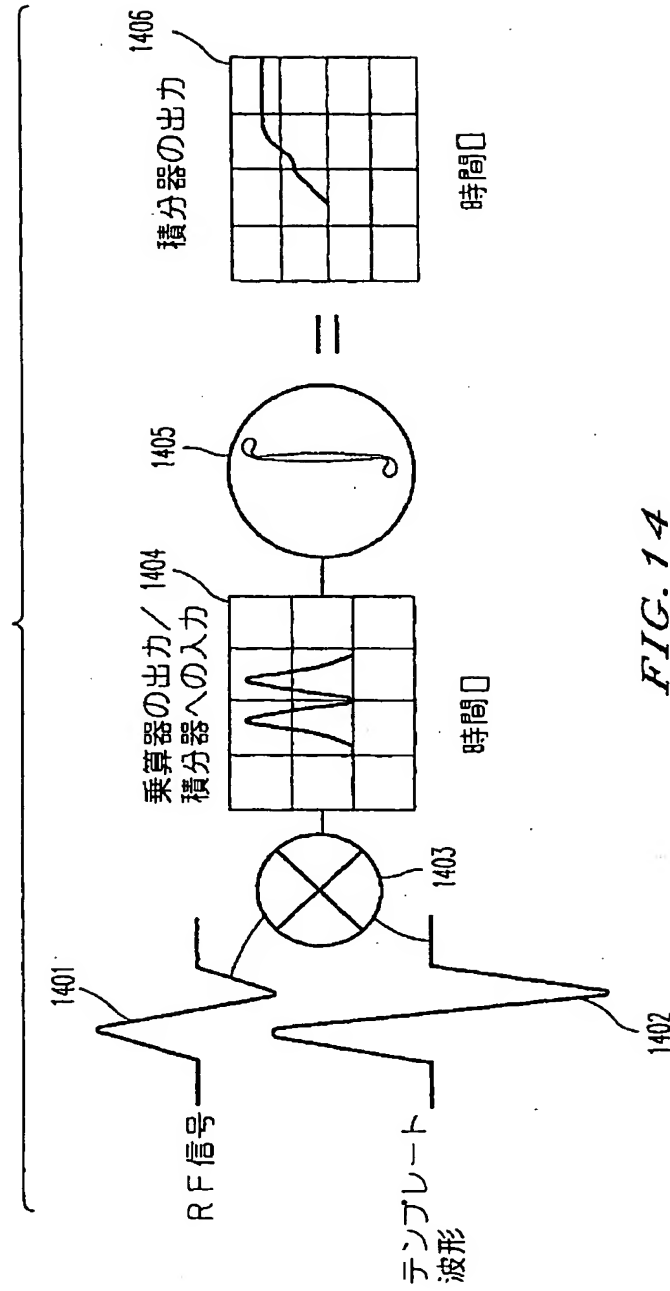


FIG. 14

【図15】

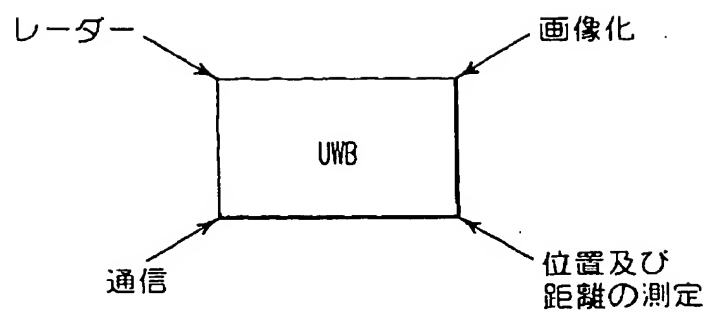


FIG. 15

【図16】

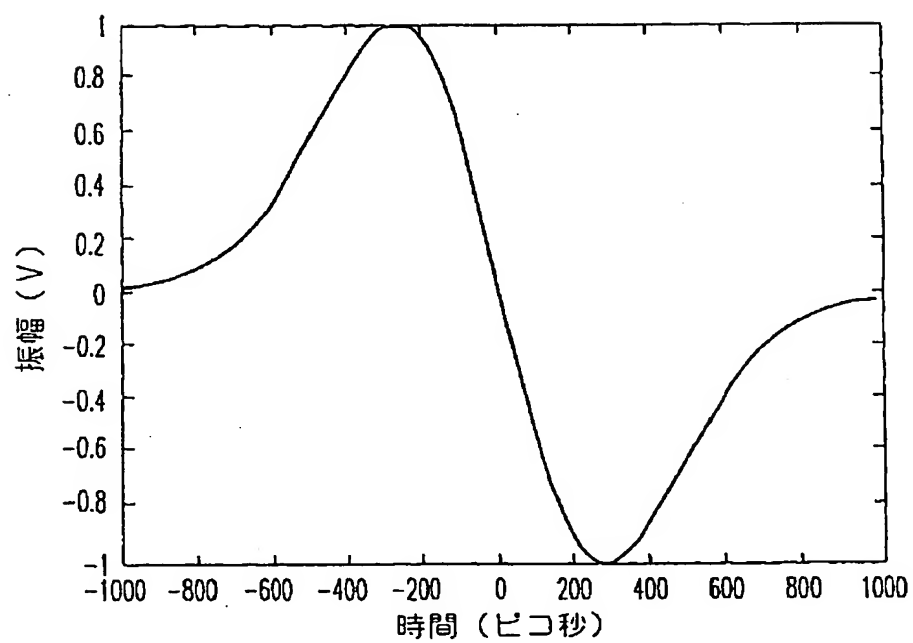


FIG. 16

【図17】

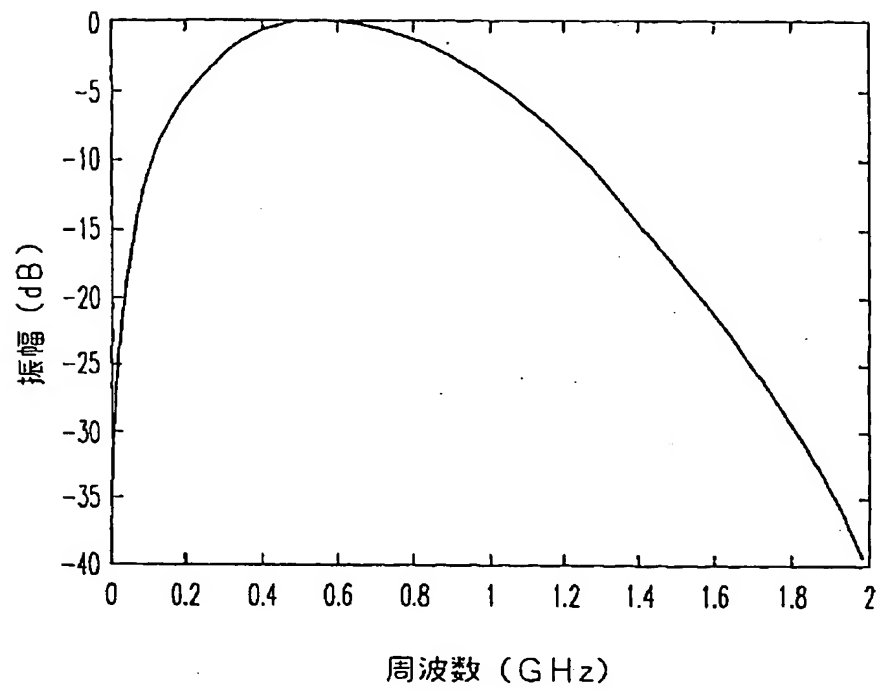
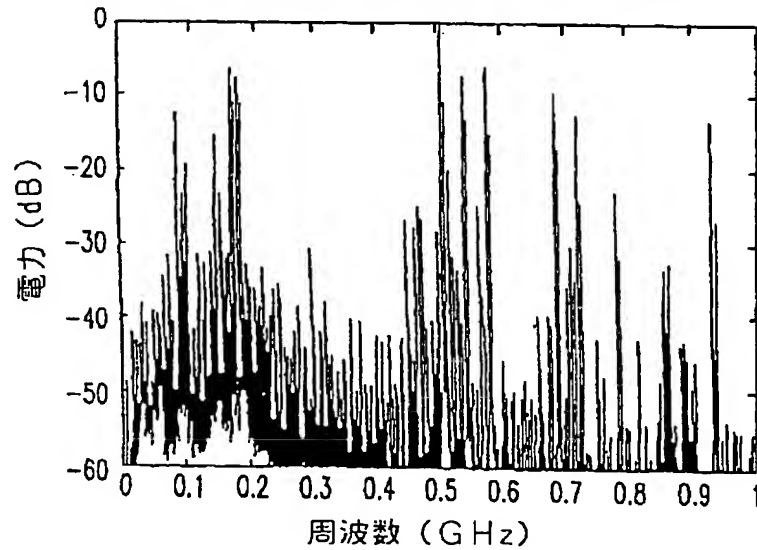


FIG. 17

【図18】

FIG. 18

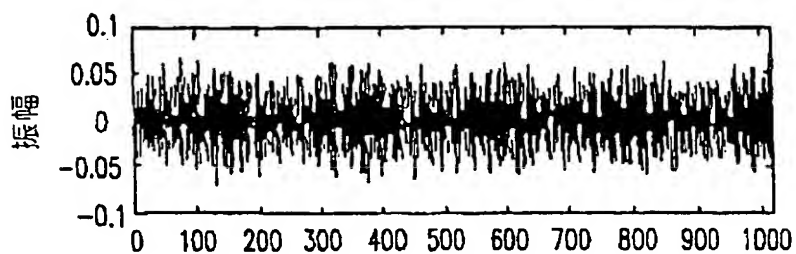
アレキサンドリア地域におけるRFIの電力スペクトル密度



【図19A】

FIG. 19A

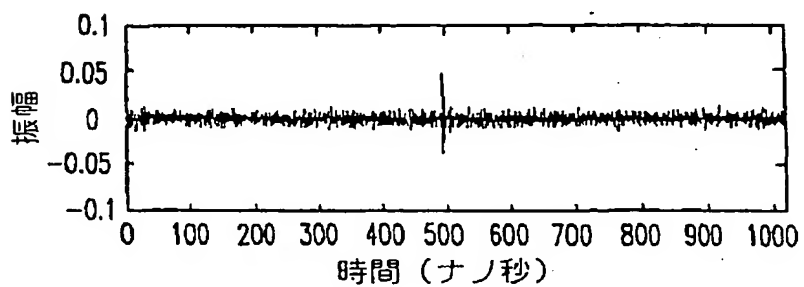
R.F. I によってデータパルスが隠蔽された収集信号



【図19B】

FIG. 19B

R.F. I 抽出後の信号



【図20】

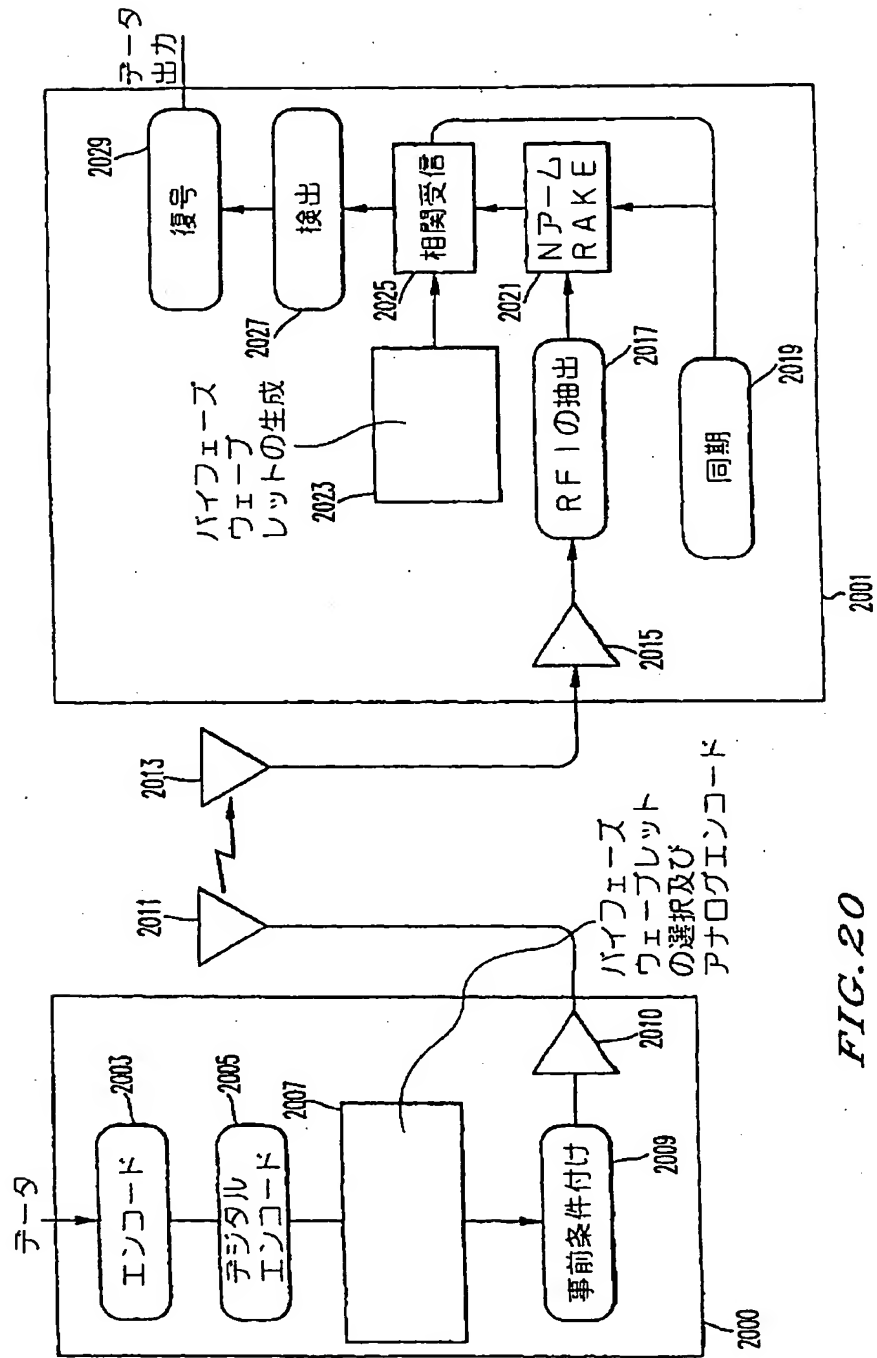


FIG. 20

【図21】

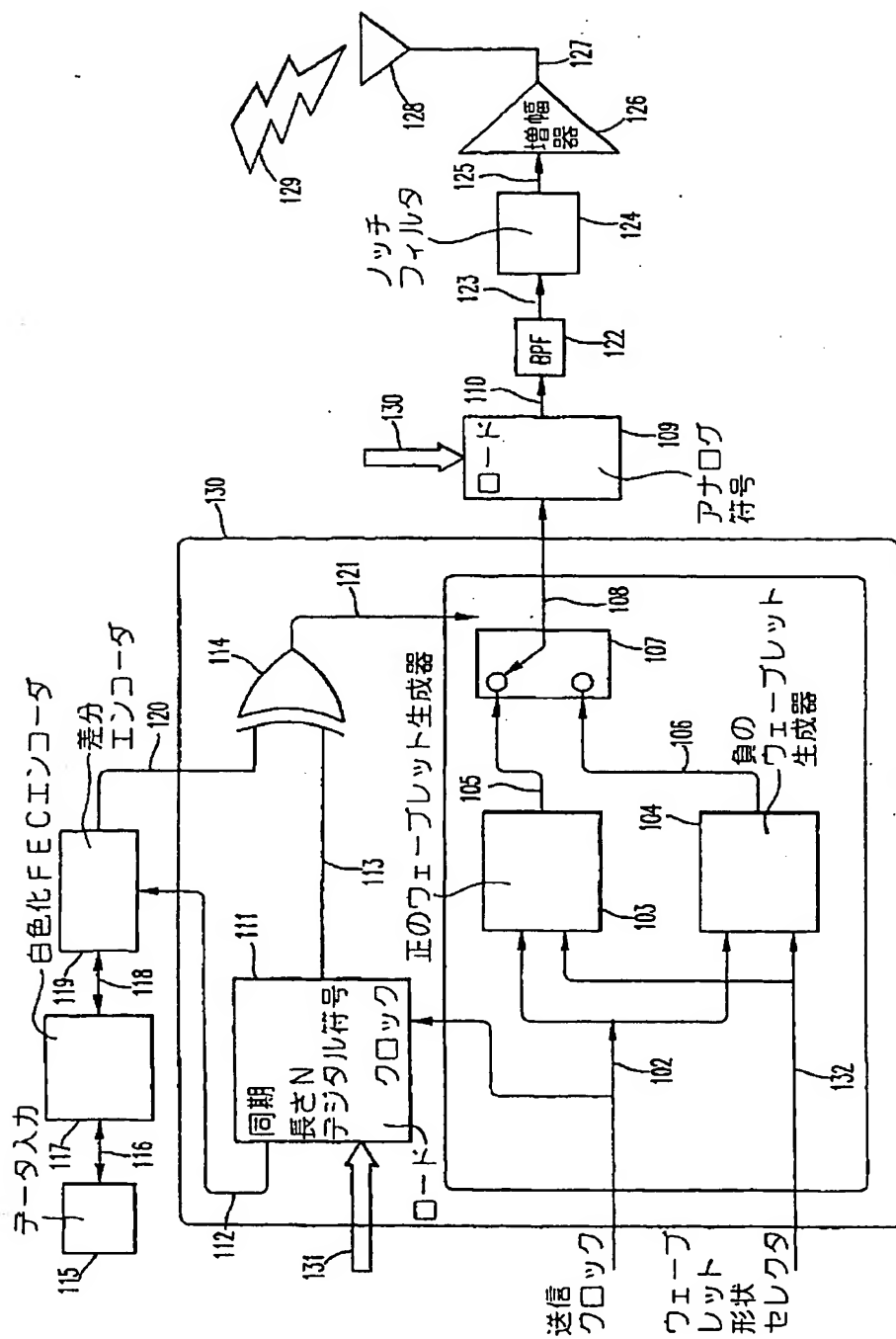


FIG. 21

【図22】

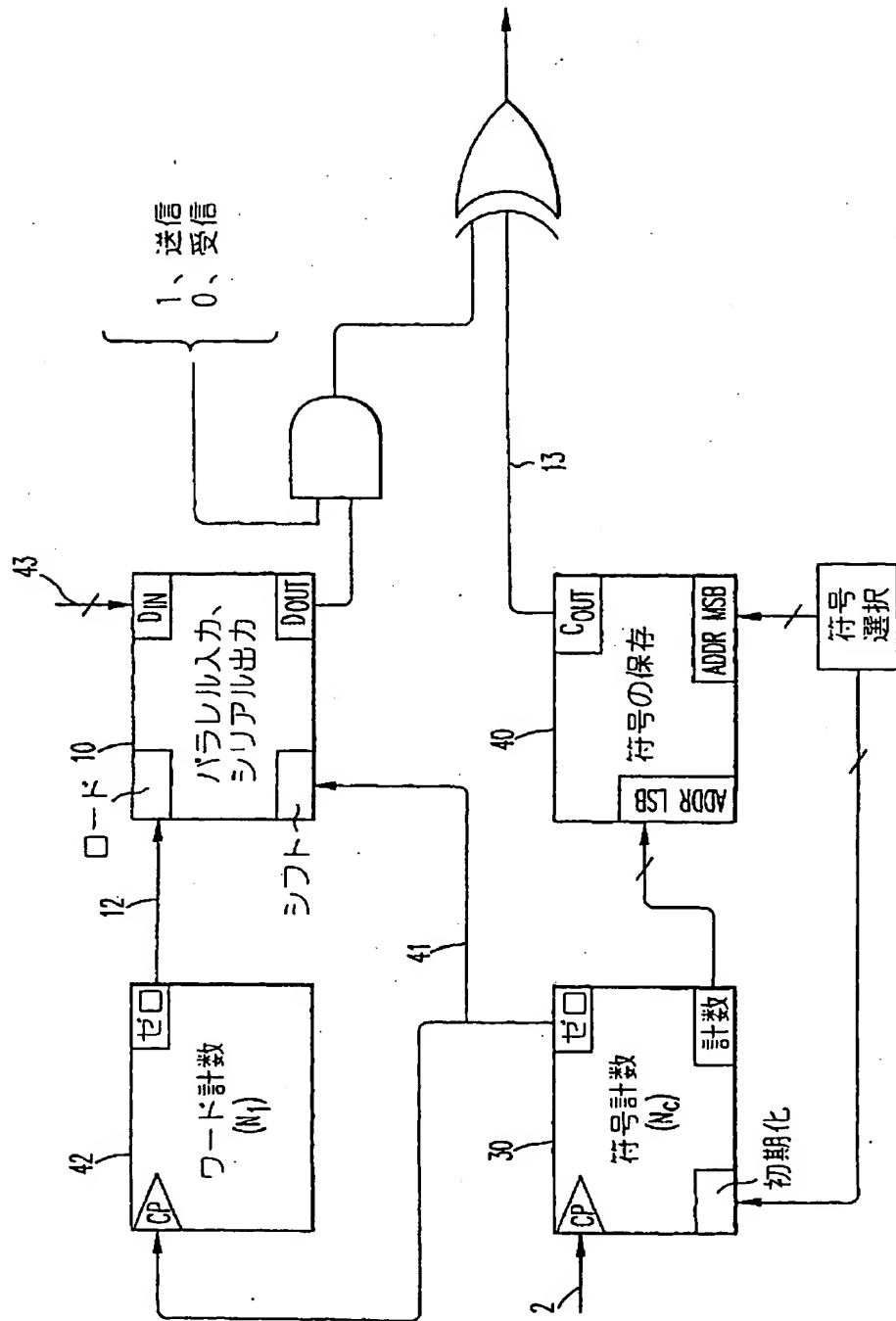


FIG. 22

FIG. 24

【図25】

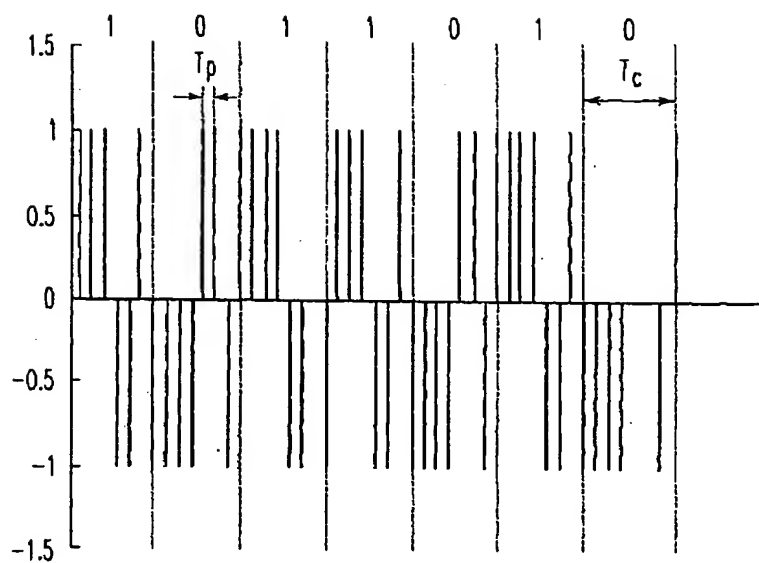
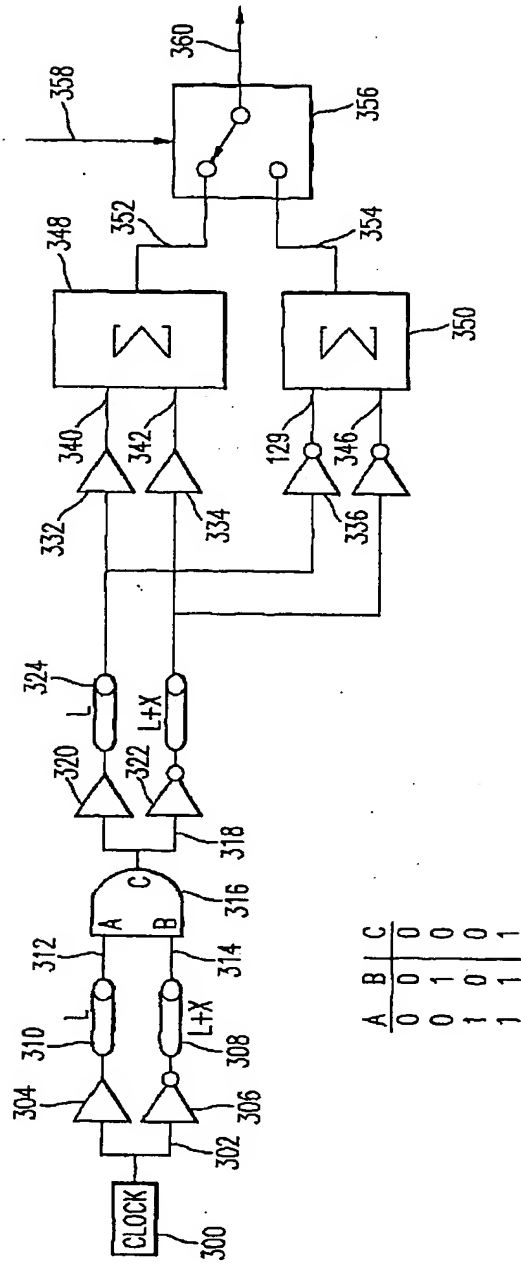


FIG. 25

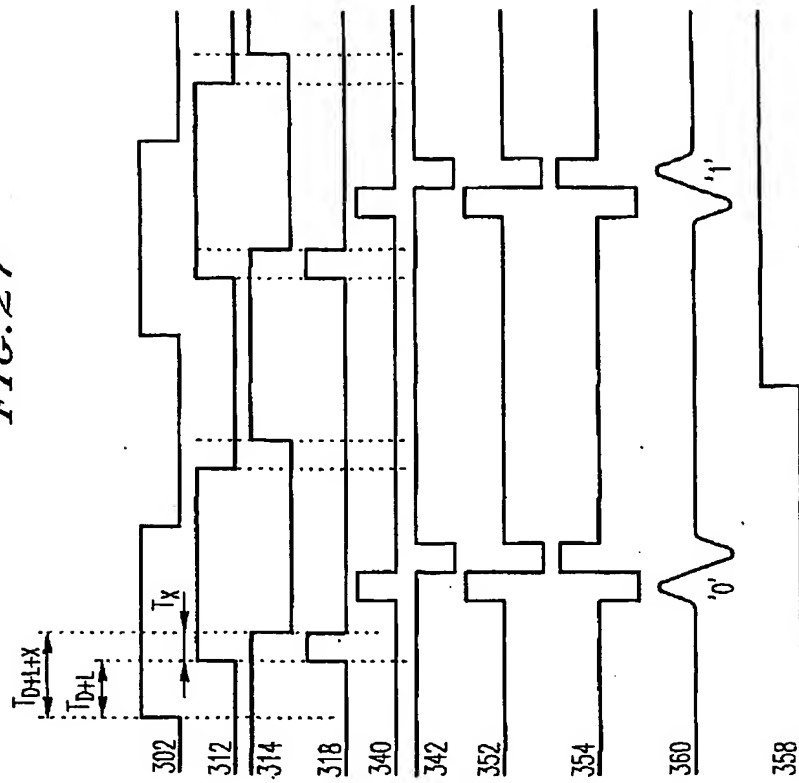
【図 26】

FIG. 26



【図27】

FIG. 27



【図29A】

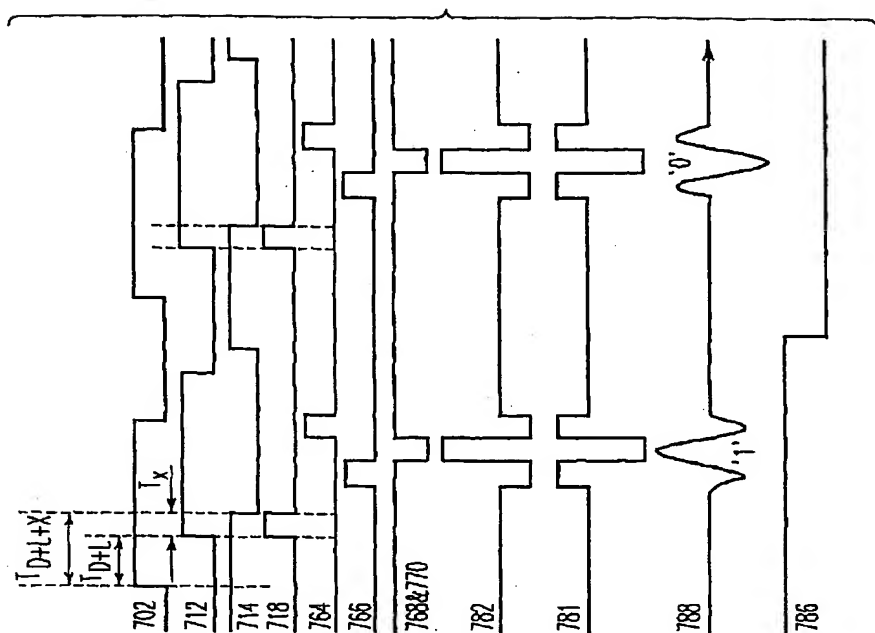


FIG. 29A

【図29B】

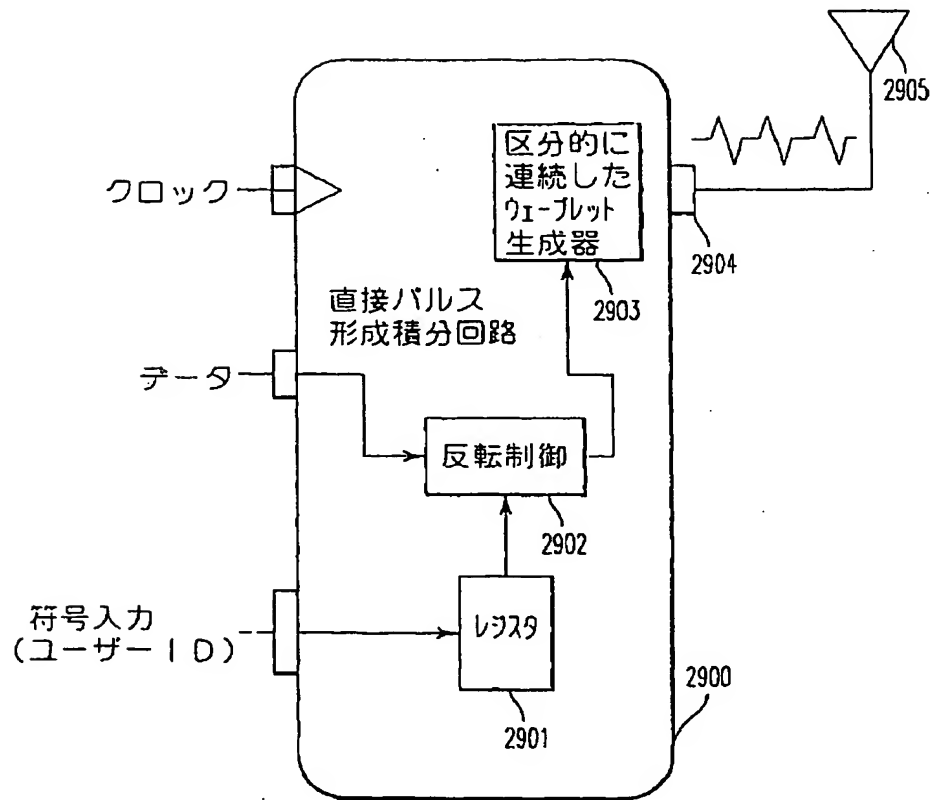


FIG. 29B

【図30】

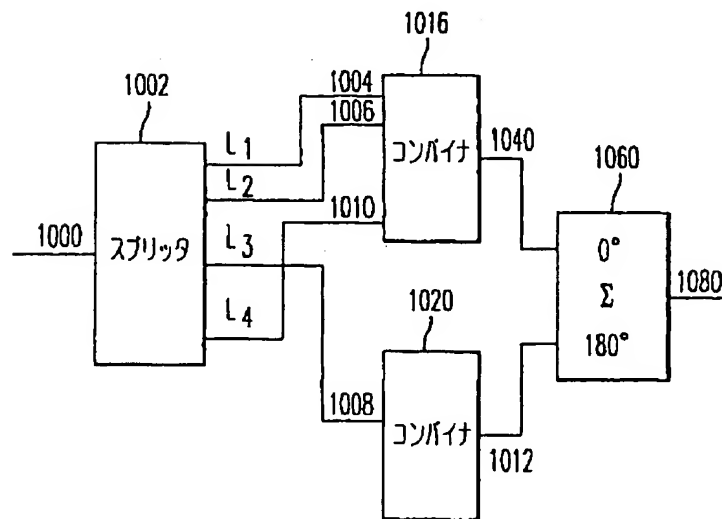
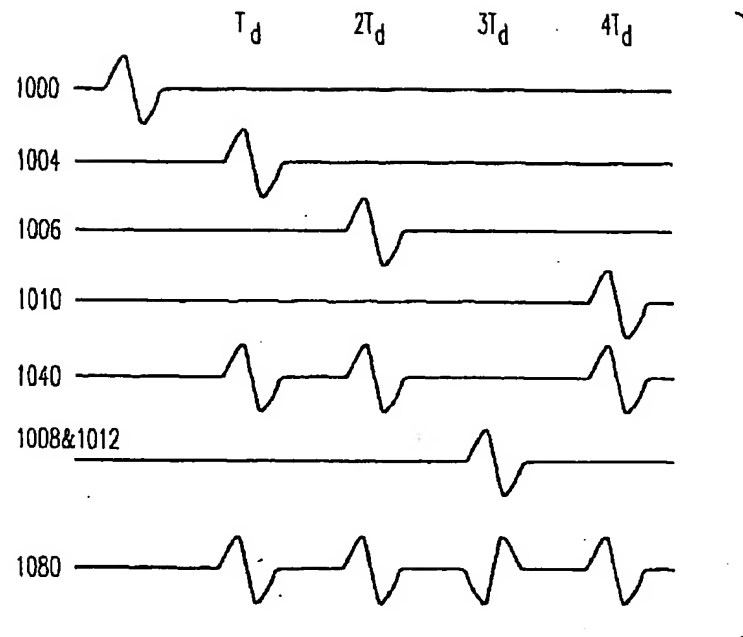


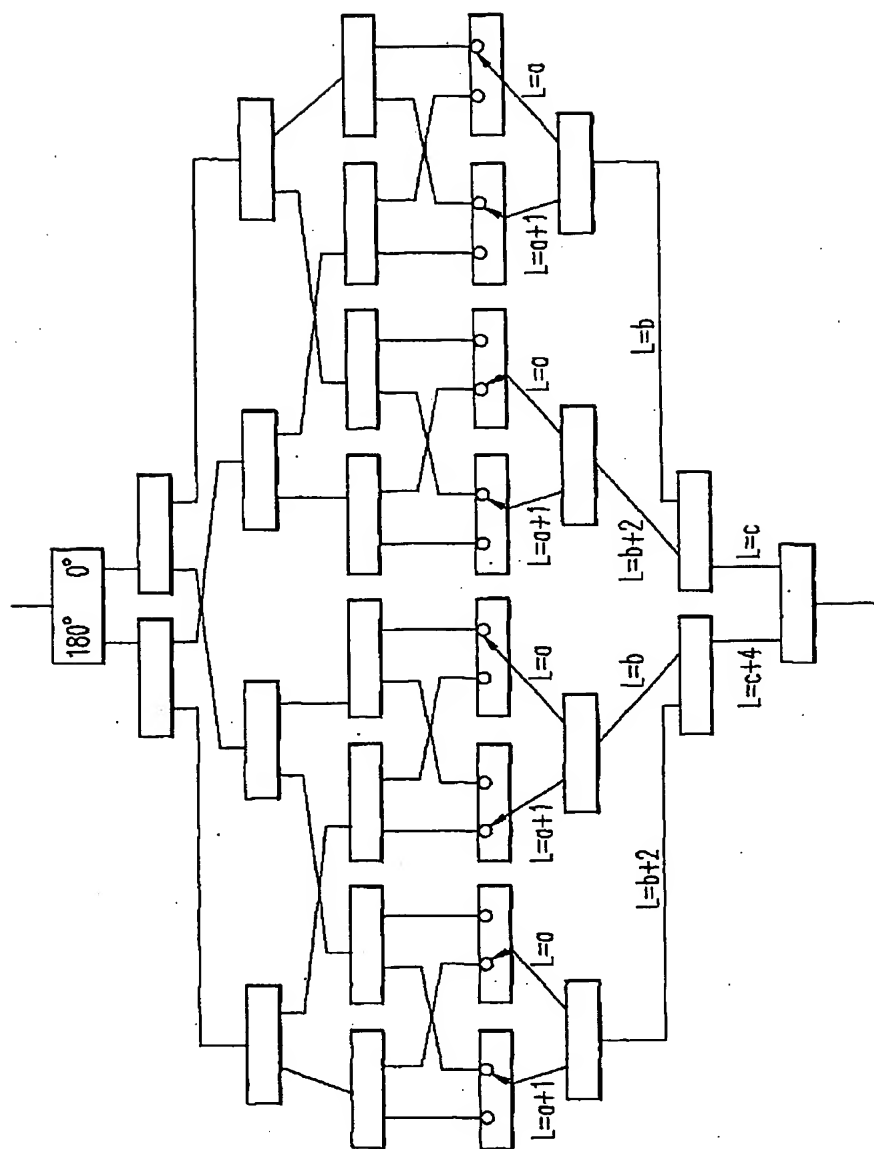
FIG. 30

【図 31】

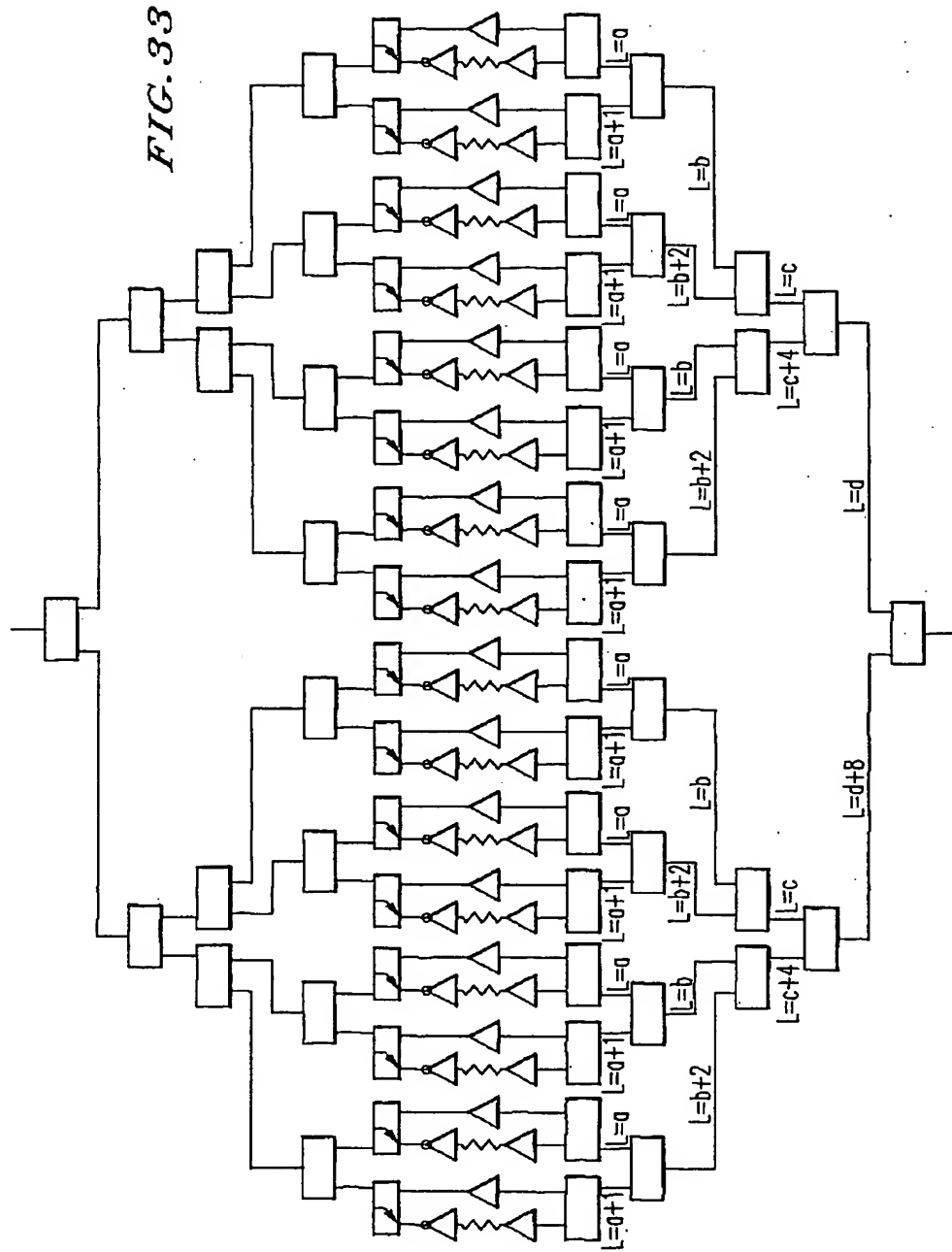
*FIG. 31*

【図 32】

FIG. 32

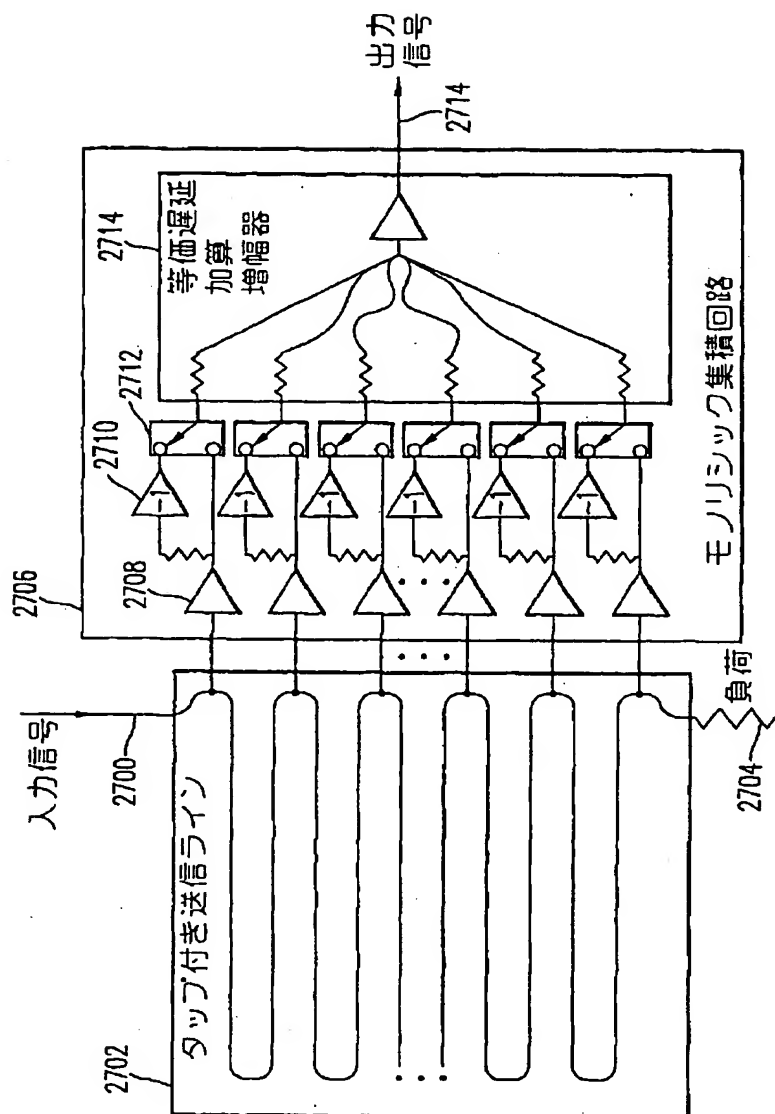


【図33】

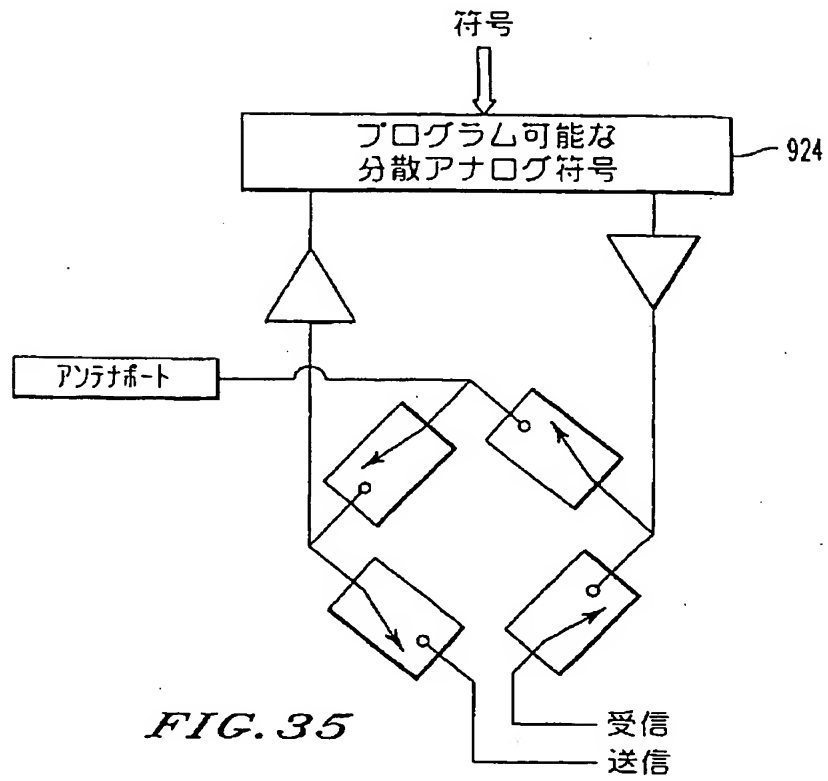


【図34】

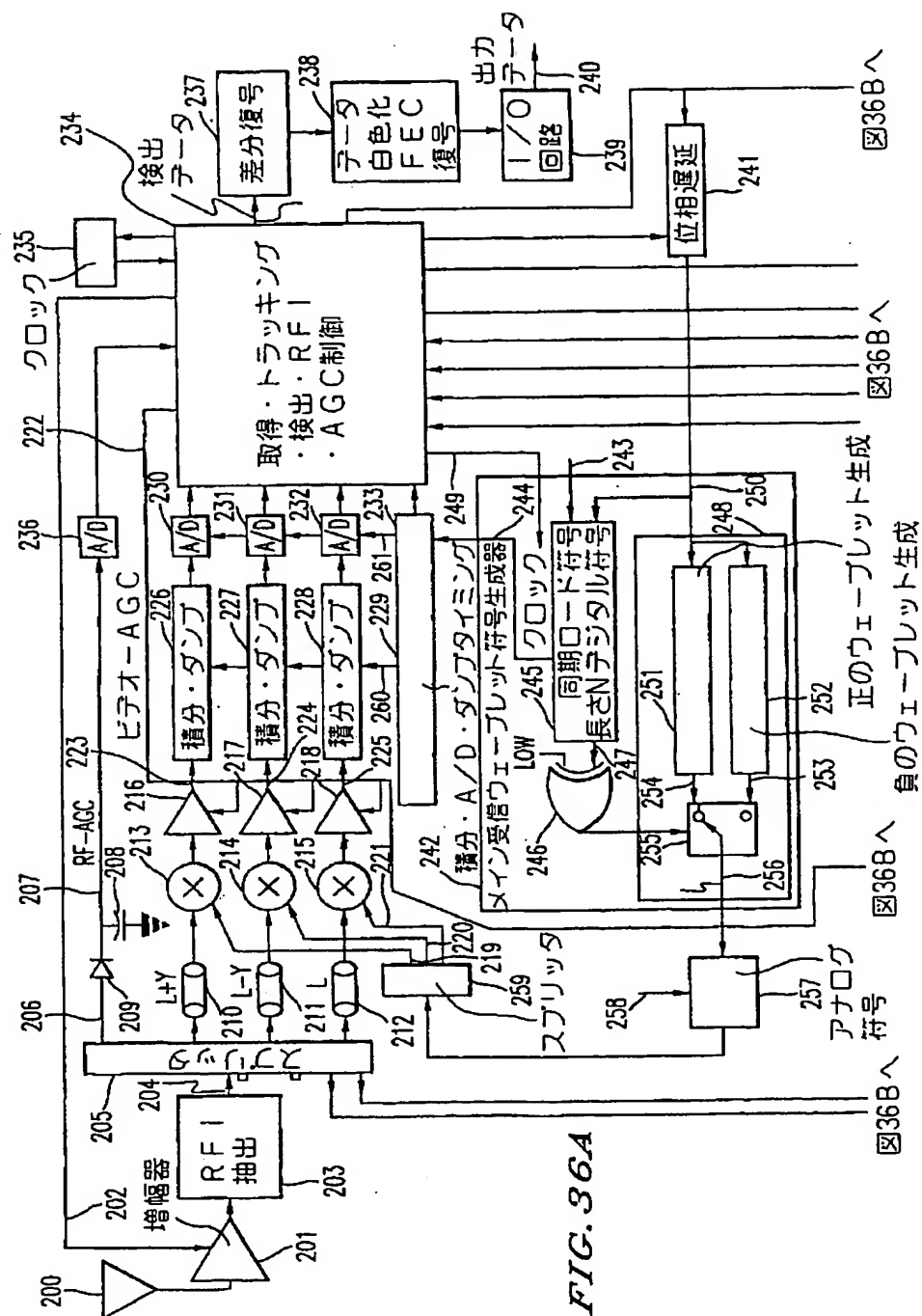
FIG. 34



【図35】

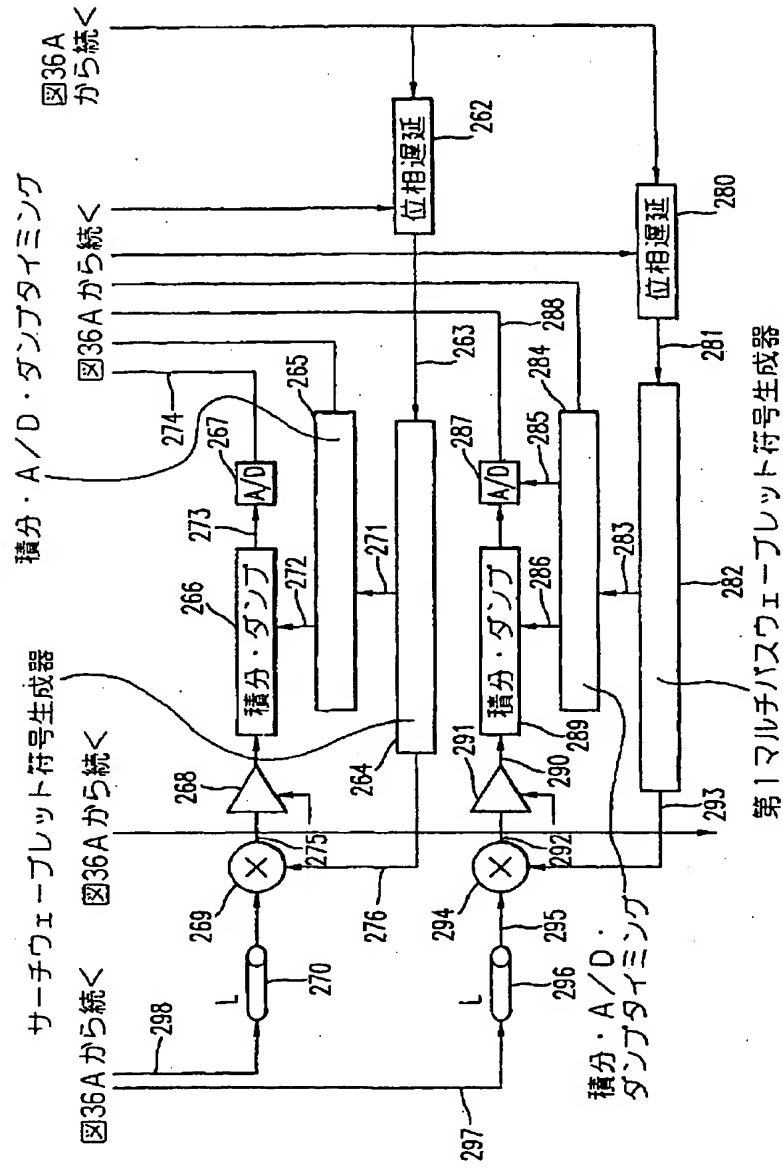


【図 3 6 A】



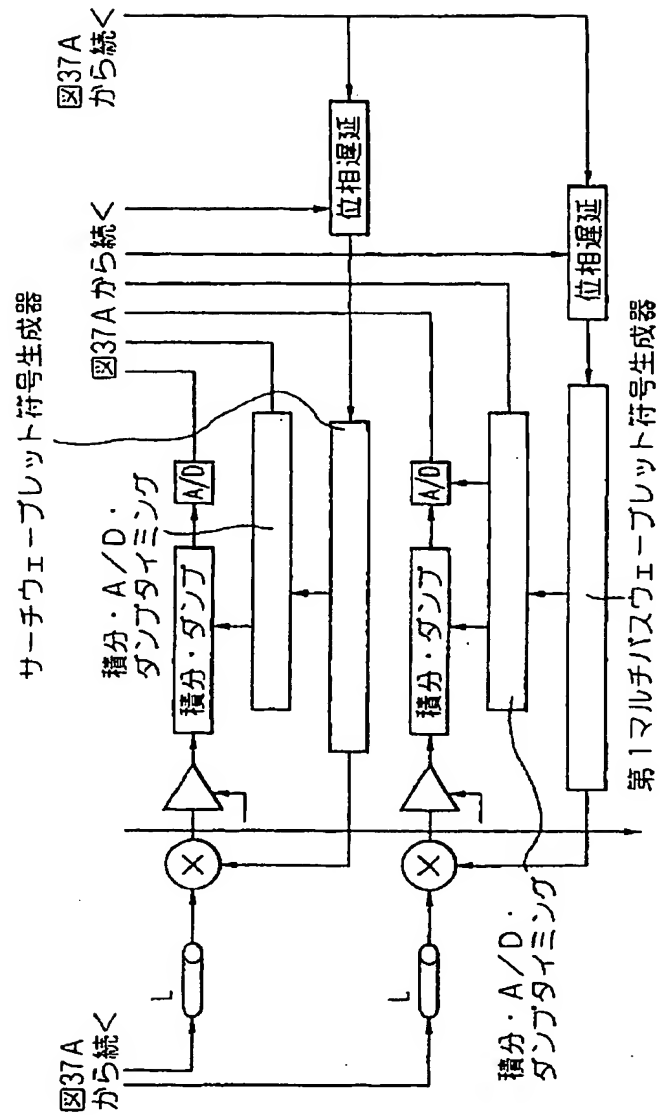
【図36B】

FIG. 36B



【図37B】

FIG. 37B



【図38】

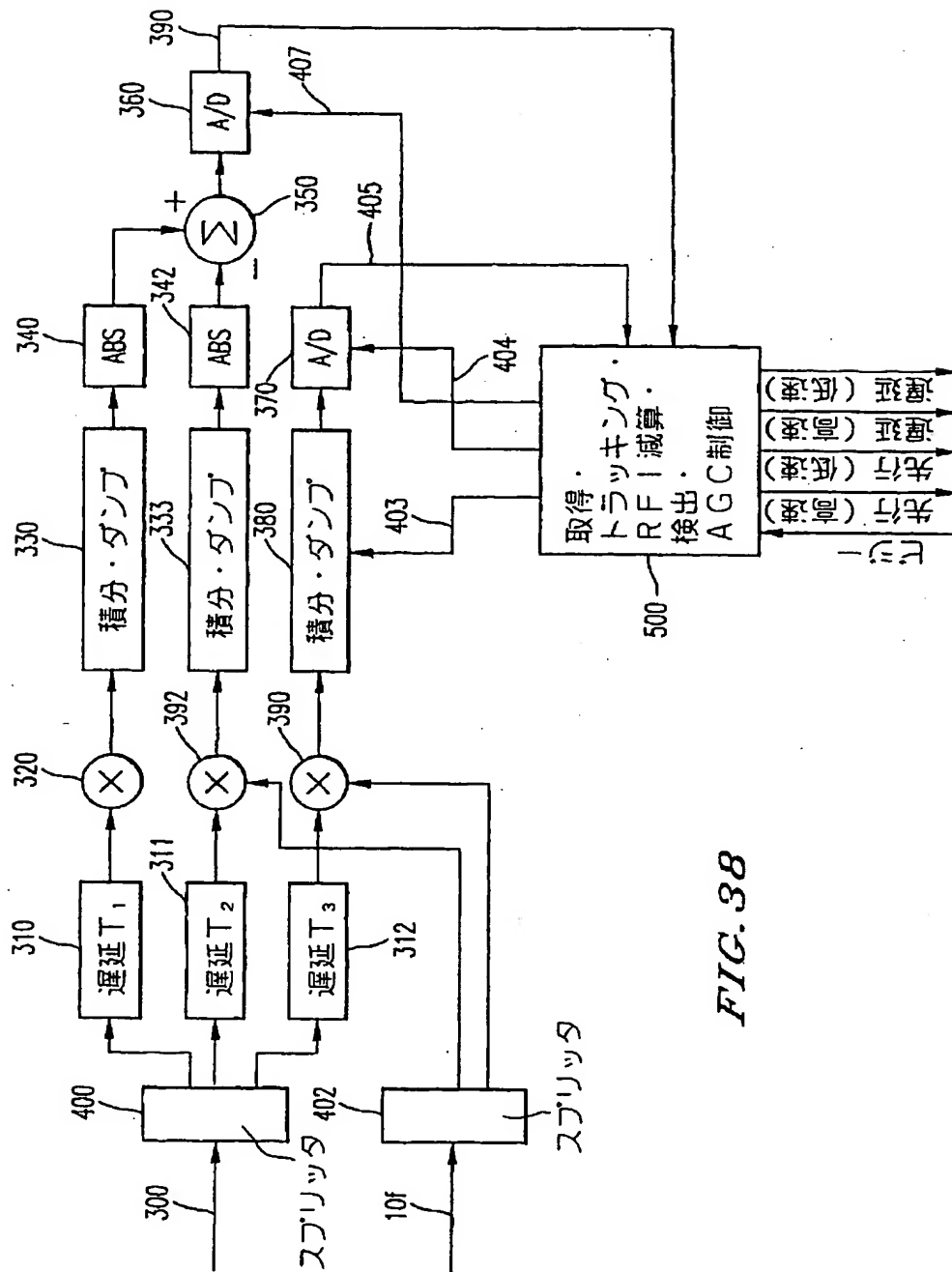
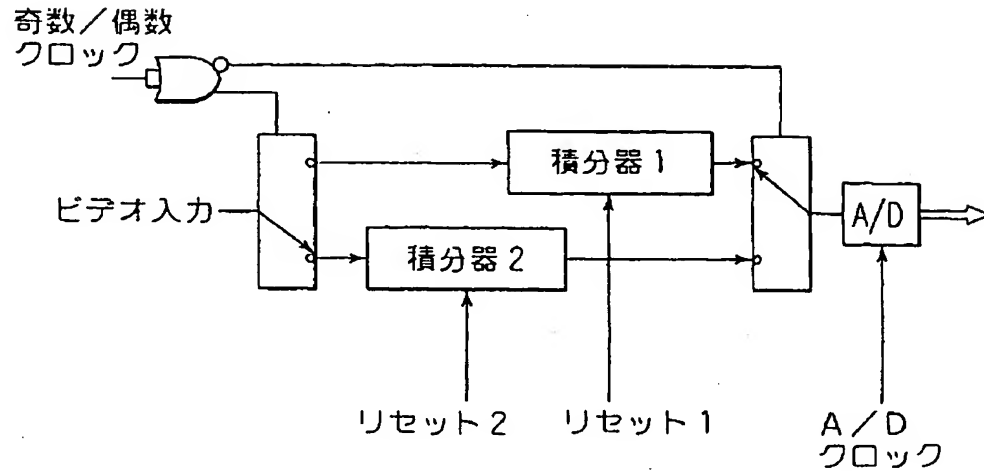


FIG. 38

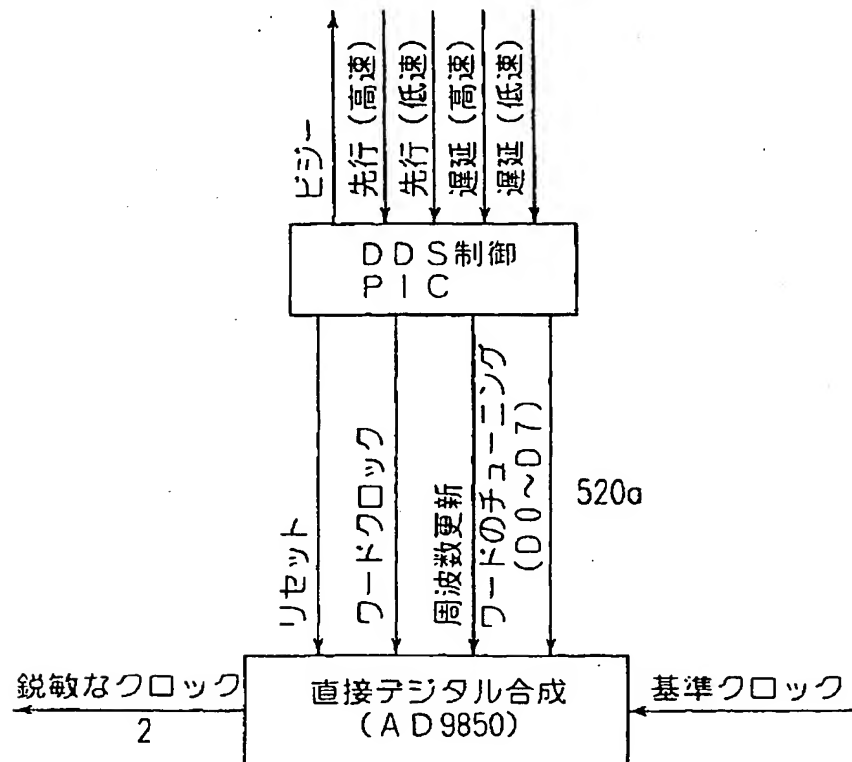
【図39】

FIG. 39

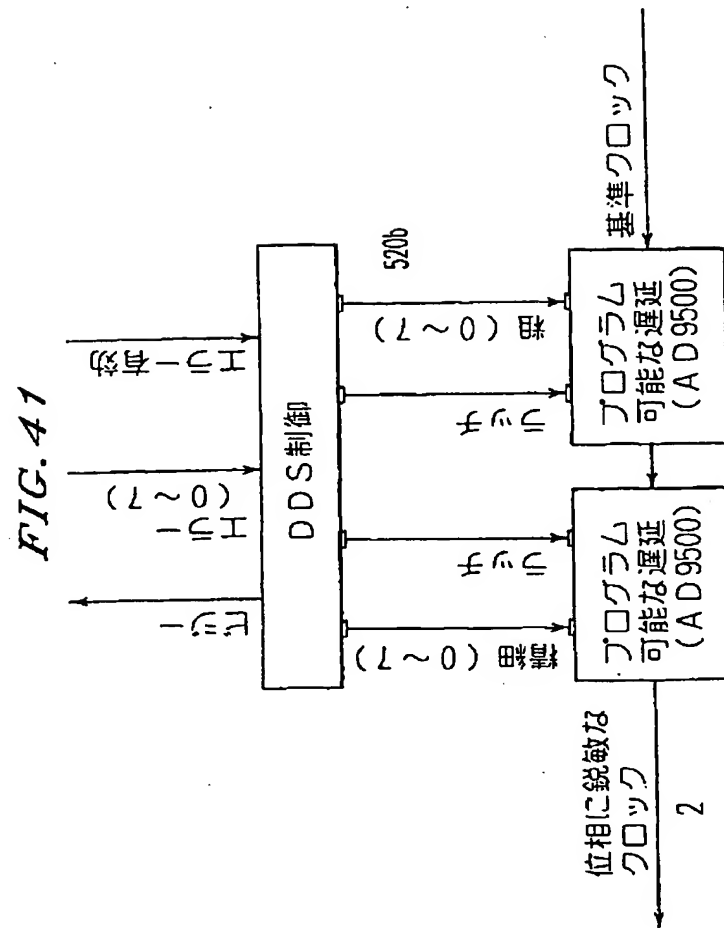


【図40】

FIG. 40

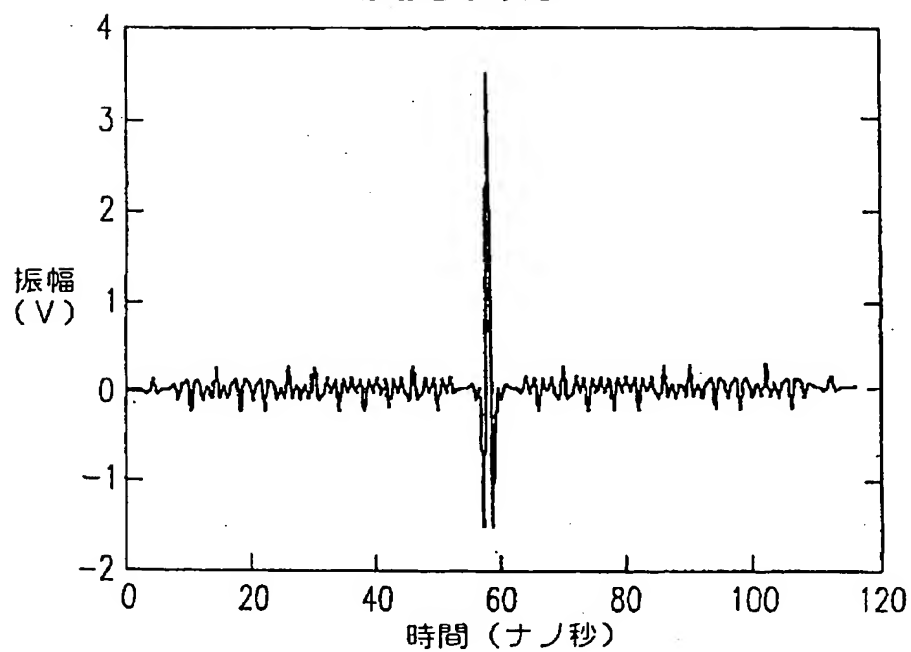


【図41】



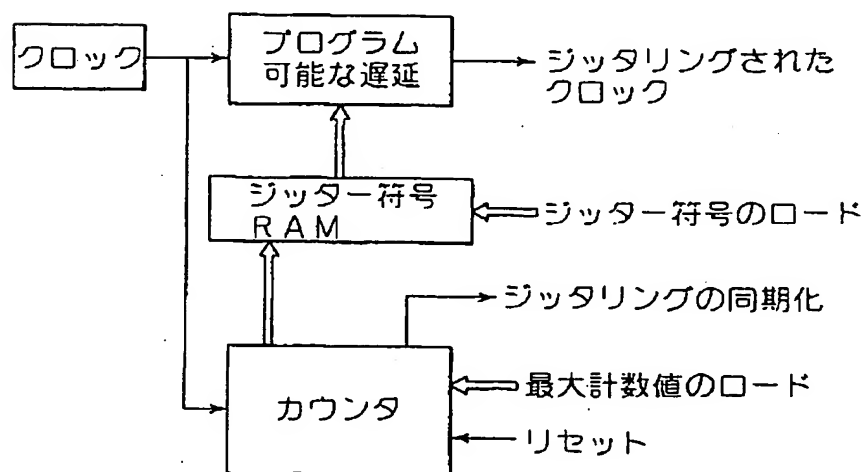
【図42】

FIG. 42

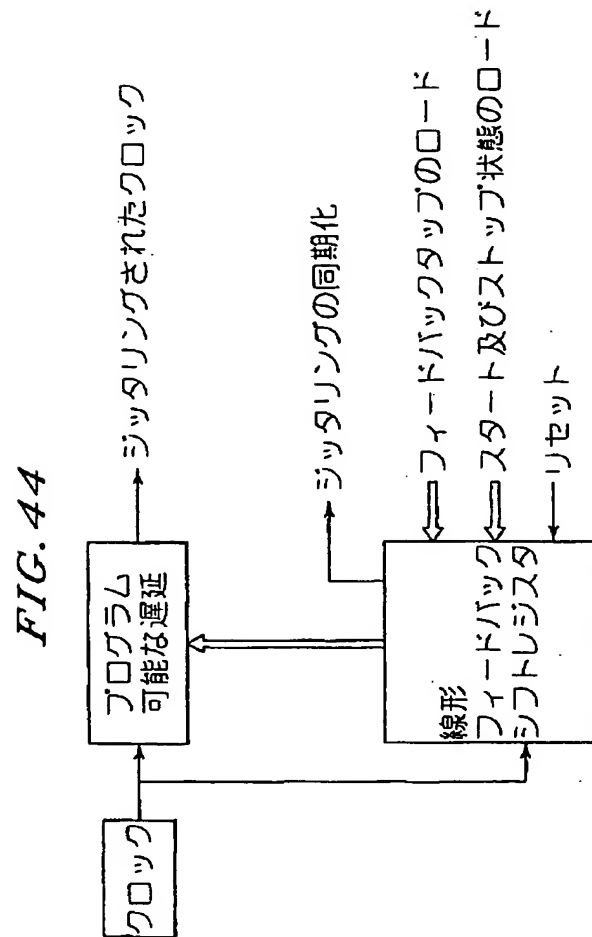


【図43】

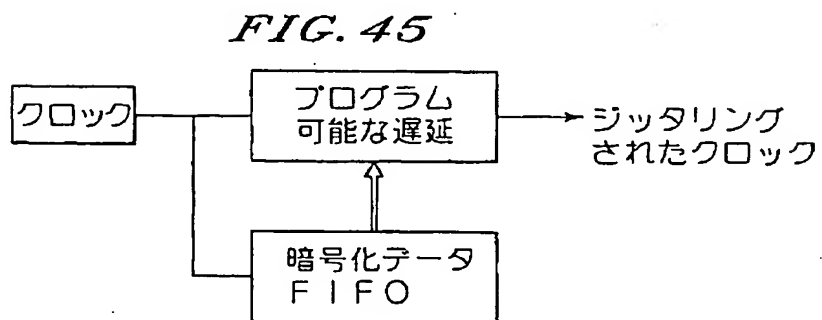
FIG. 43



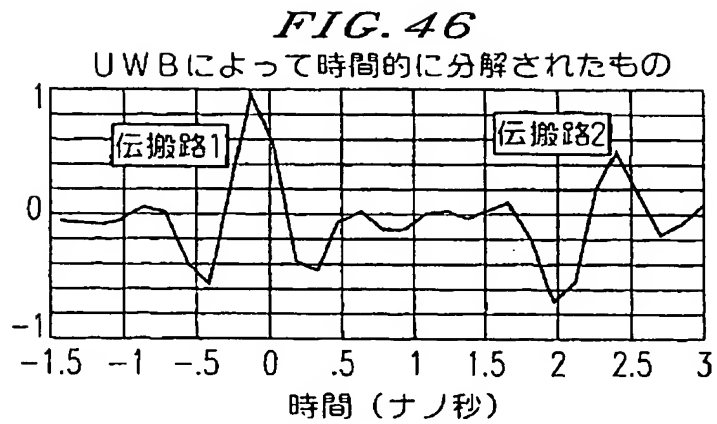
【図44】



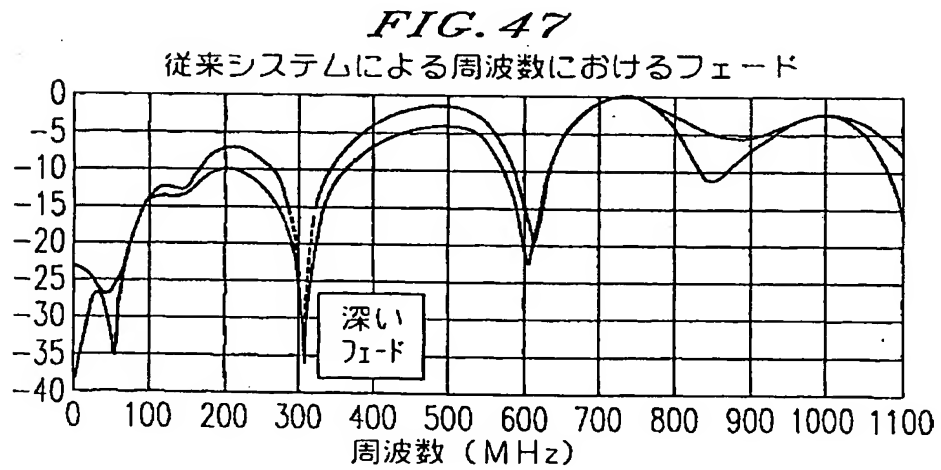
【図45】



【図46】



【図47】



【図48】

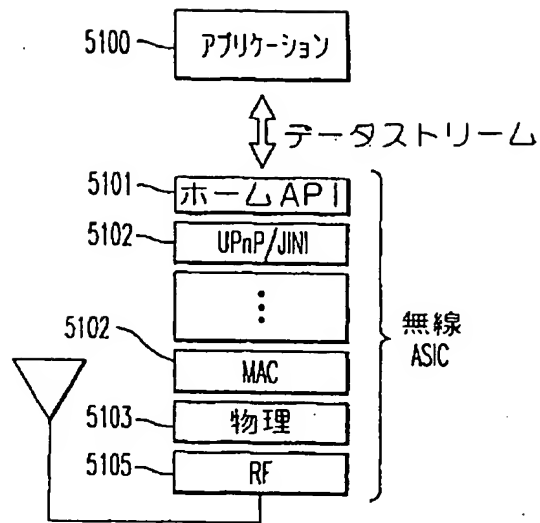


FIG. 48

【図49】

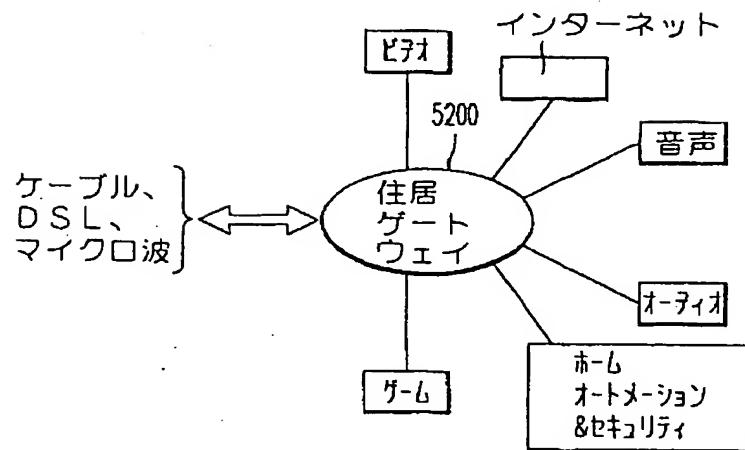
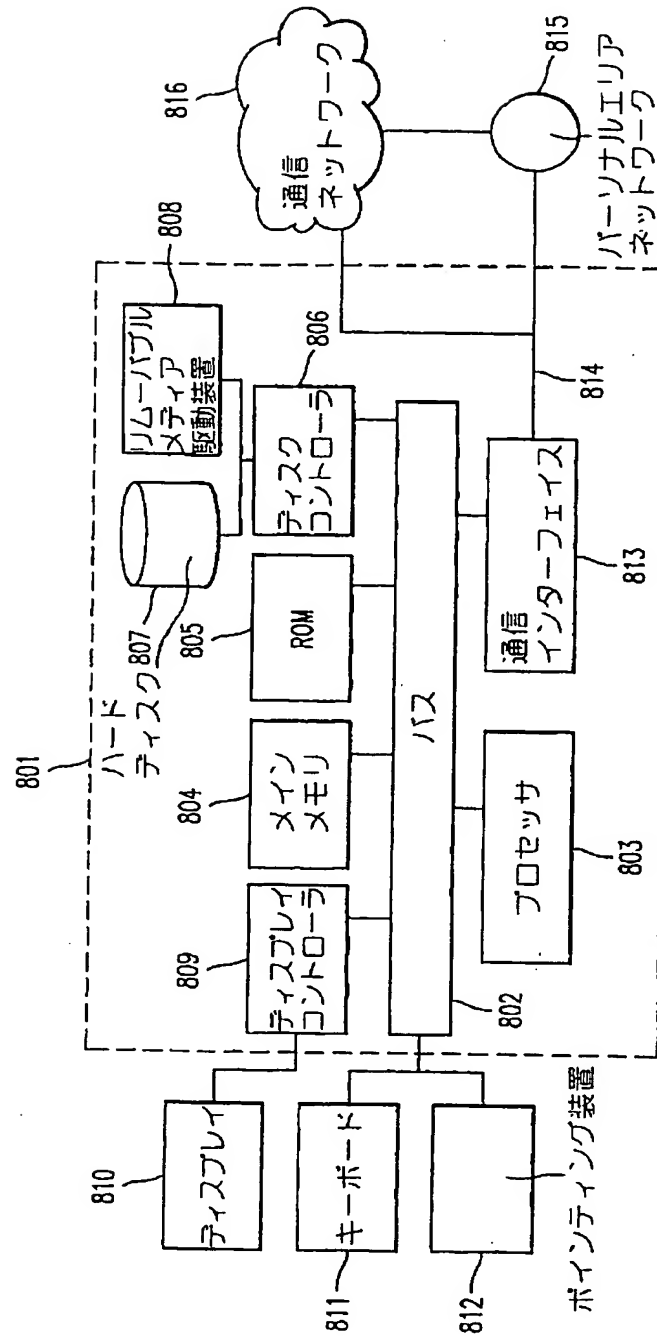


FIG. 49

【図50】

FIG. 50



【図51】

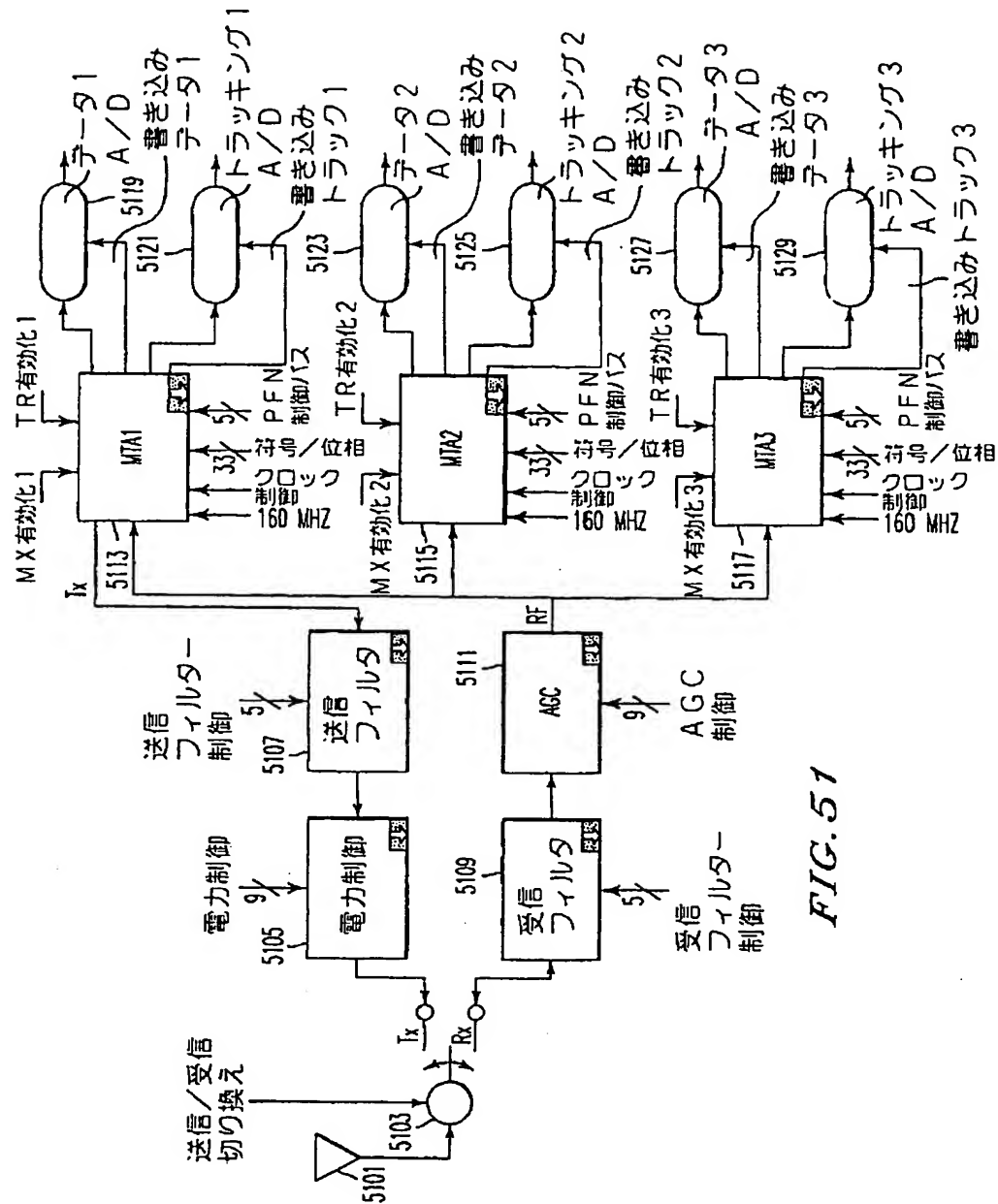


FIG. 51

【図52】

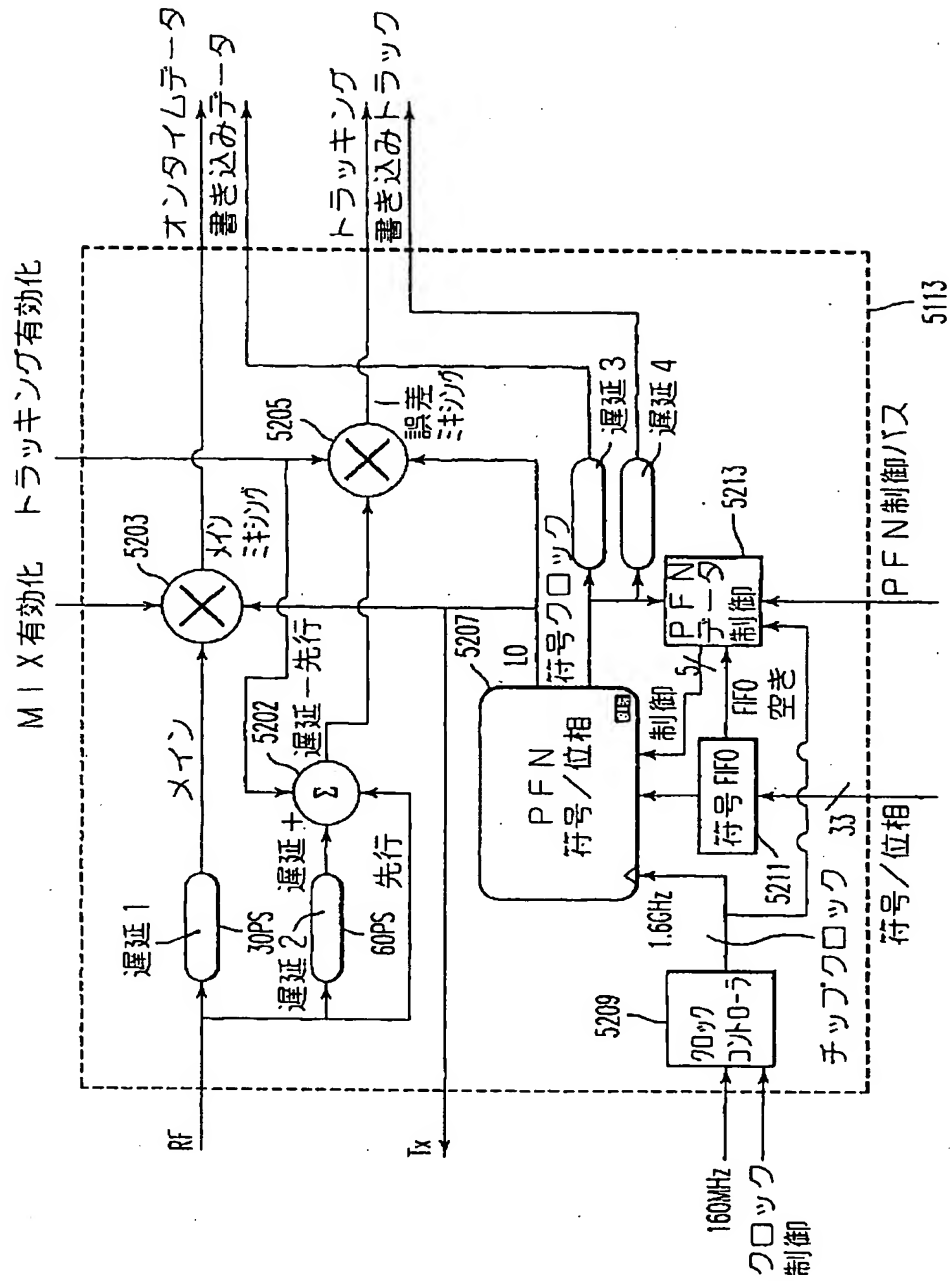


FIG. 52

【図53A】

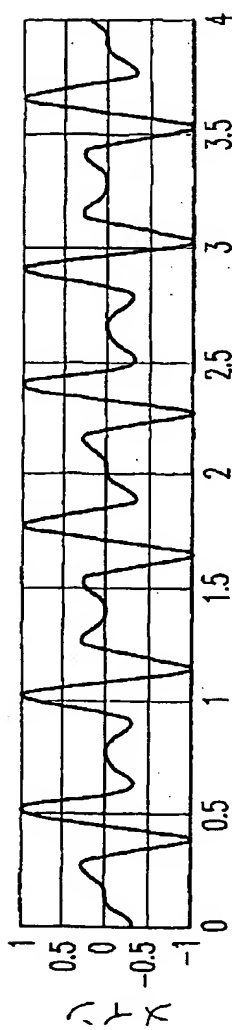


FIG. 53A

【図53B】

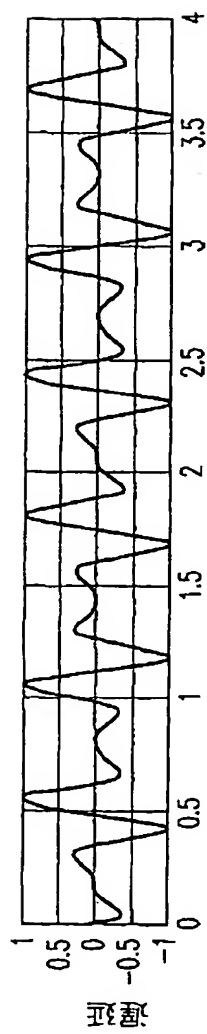


FIG. 53B

【図53C】

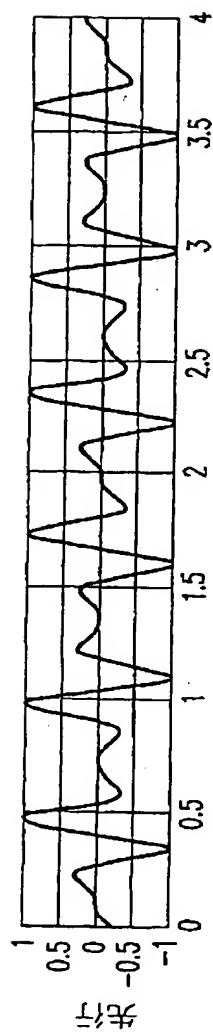
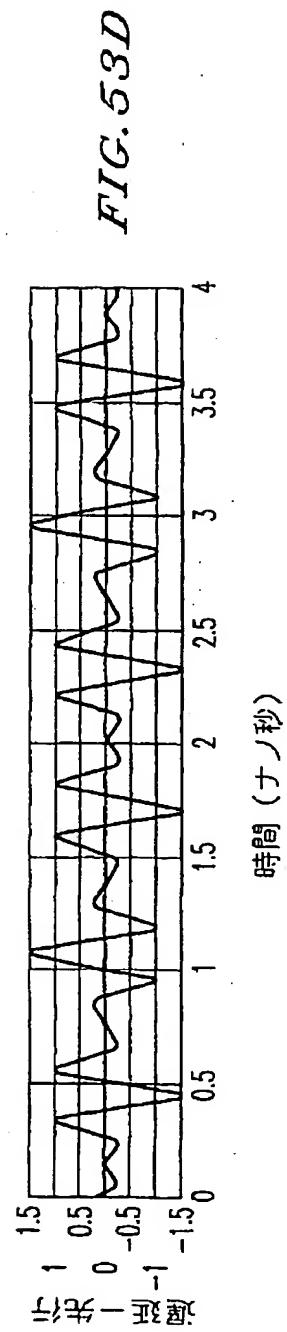
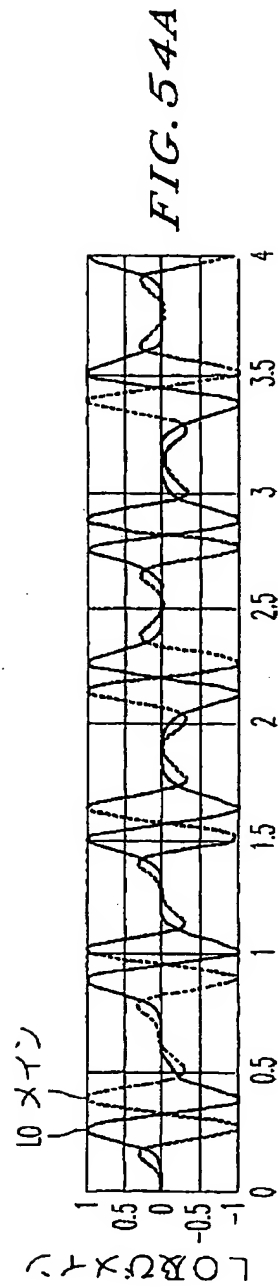


FIG. 53C

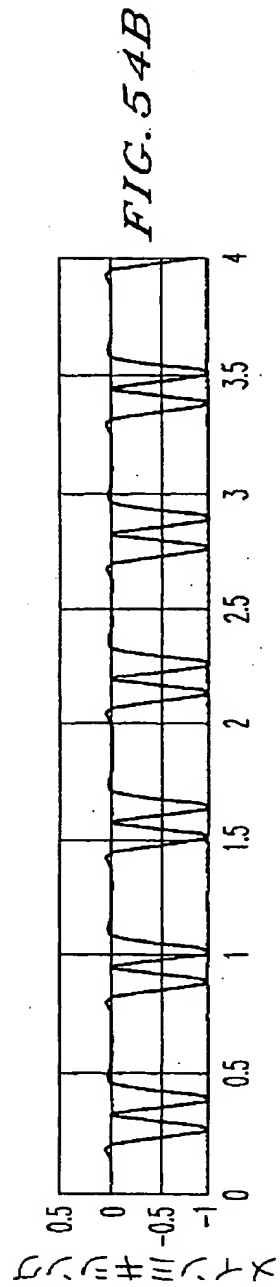
【図53D】



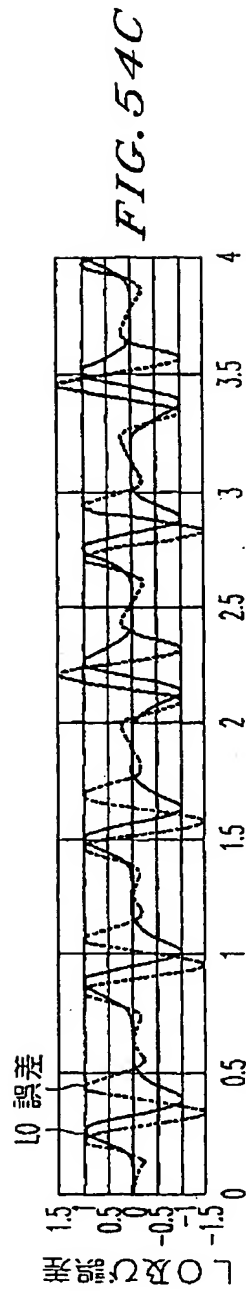
【図54A】



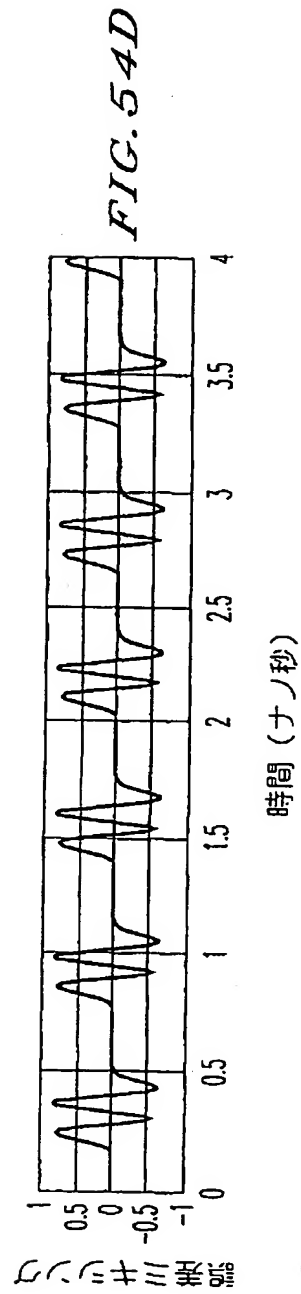
【図54B】



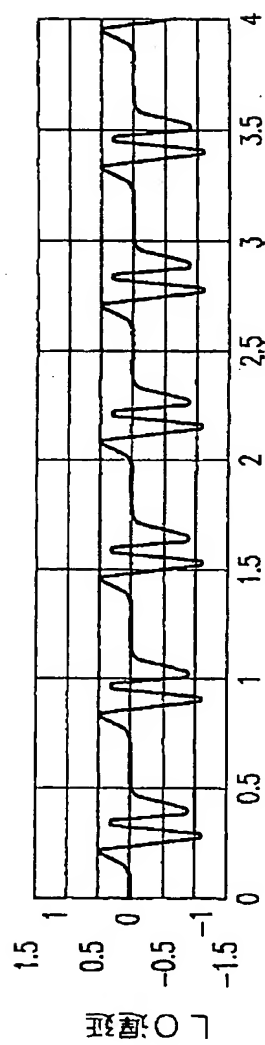
【図54C】



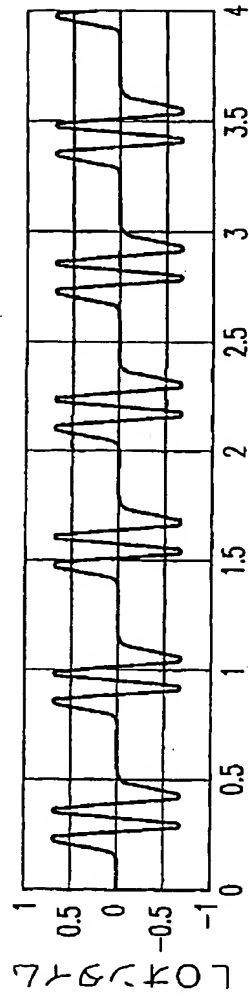
【図54D】



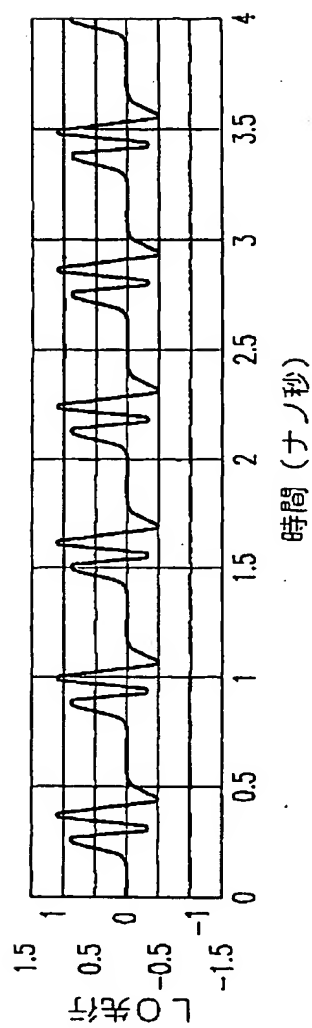
【図55A】



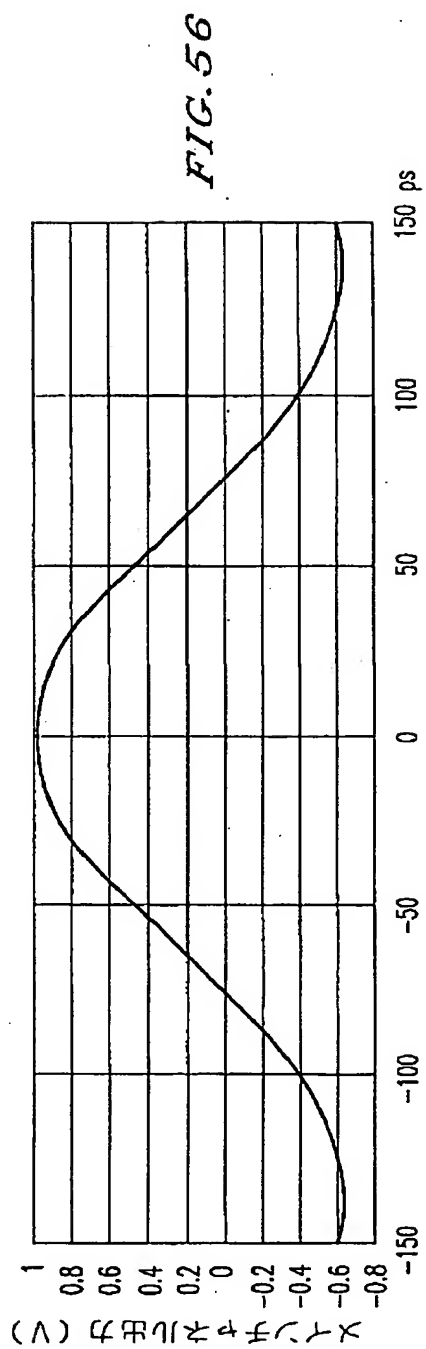
【図55B】



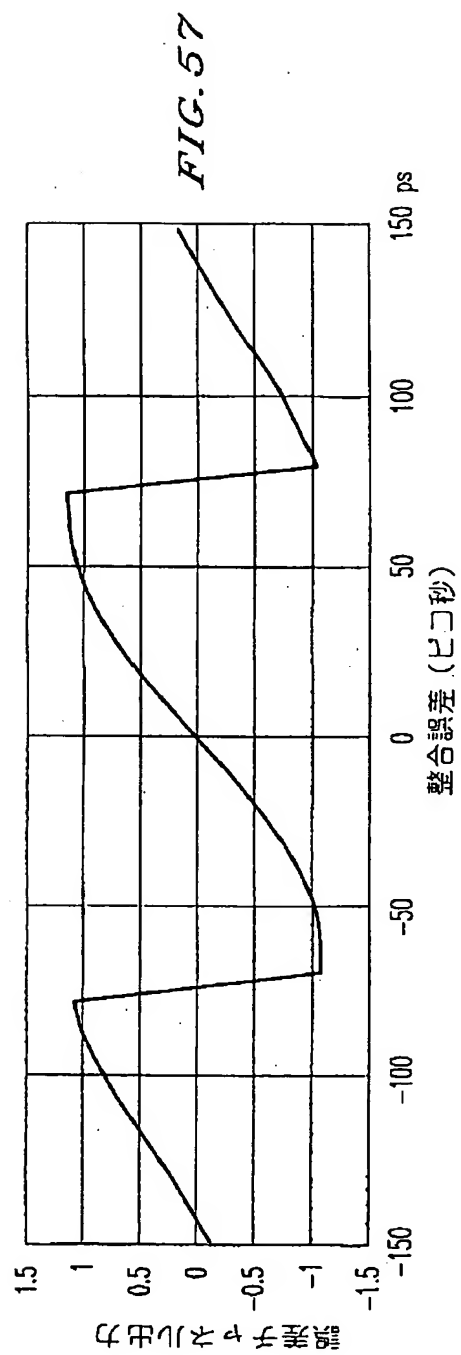
【図55C】



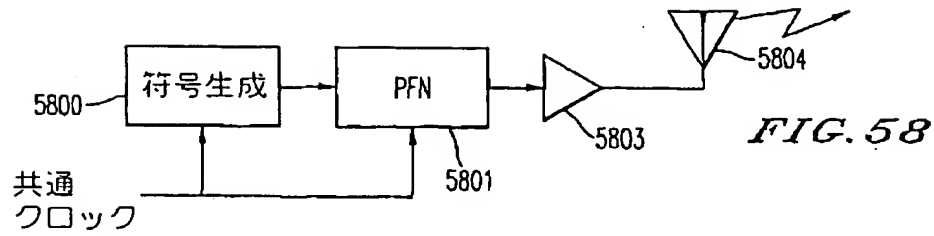
【図56】



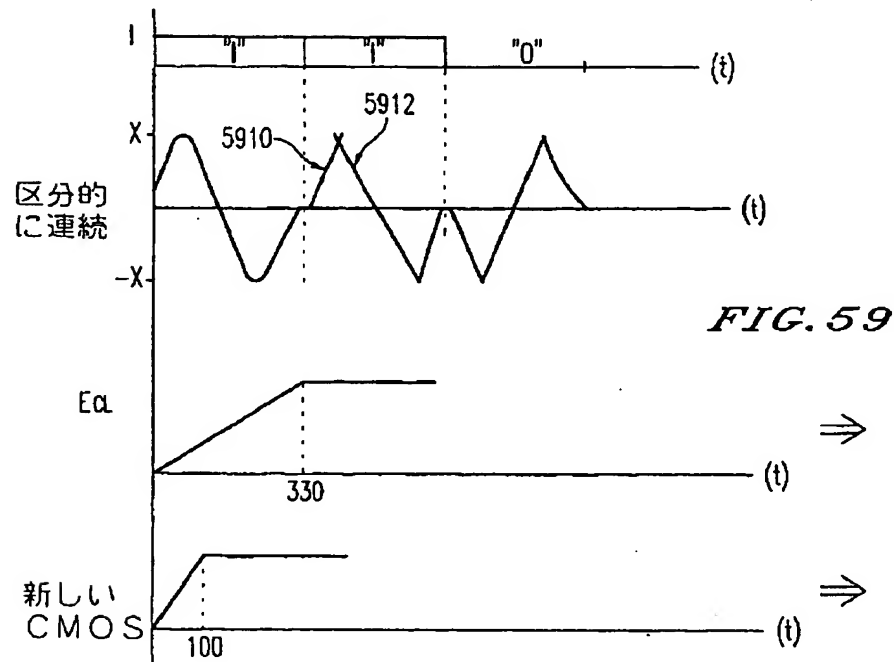
【図57】



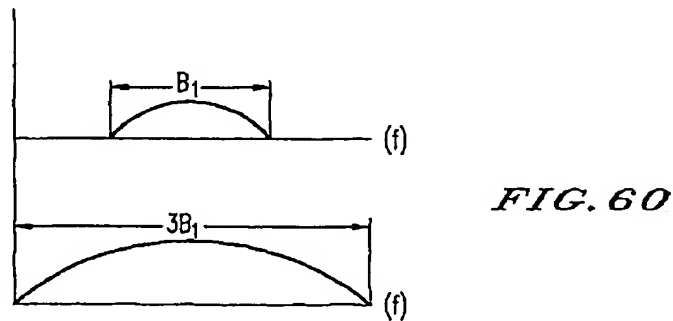
【図58】



【図59】



【図60】



【手続補正書】

【提出日】平成15年3月27日(2003.3.27)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0200

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0200】

送信機2000のブロックダイアグラムが図21に示されている。この送信機の機能は、前述の式(36)(再度、次に示す)の波形を生成することである。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0258

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0258】

図43～図45は、前述のジッタリングされたクロック信号を供給する別の実施例を説明している。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0292

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0292】

送信動作モードでは、第1ミキシングトラッキングアーム5113(MTA1)の送信モードの稼動が有効になる。送信動作モードでは、送信する波形が送信ラインから送信フィルタ5107に渡されるが、この送信フィルタ5107は、送信する出力信号のスペクトルエネルギーを調整する適応フィルタである。そして、送信フィルタ5107の出力は、図51に示すように、制御ラインUWB制

御を介してリモートコントローラから制御信号を受信する電力制御装置5105に渡される。この電力制御装置5105は、送信する全エネルギーの送信電力を調整するものである。通常動作モードにおいては、図51に示すトランシーバは、電力スペクトル密度を調節した環境で稼動する。即ち、電力制御装置5105は、帯域内の特定部分における電力スペクトル密度が電力スペクトル密度要件を満たすよう、出力を抑制する。この電力制御装置5105の出力は、T/Rスイッチ5103を経た後にアンテナ5101から放射され、本発明による無線UWB波形が生成される。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US00/17017

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC(7) : H04B 1/69 US CL : 375/130 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) U.S. : 375/130, 238, 239, 241, 242, 254, 286, 289 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of documents, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5,583,892 A (DRAKUL et al) 10 December 1996, abstract, figs. 1-3 and 9-22, col. 3, line 1 to col. 42, line 61.	1-10, 17-27, 34-48, 50, 52-63, 66-78, 84-93, 96-102, 104-118, 125-127
X	US 5,426,618 A (CHEN et al) 20 June 1995, abstract, figs. 3-6, col. 11, line 12 to col. 38, line 66.	1-10, 17-27, 34-48, 50, 52-63, 66-78, 84-93, 96-102, 104-118, 125-127
A	US 5,956,624 A (HUNSINGER et al) 21 September 1999, abstract and figs. 1-21A.	1-127
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "P" earlier document published on or after the international filing date "L" document which may throw doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" documents of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
09 SEPTEMBER 2000		22 SEP 2000
Name and mailing address of the ISA/US Commissioner of Patents and Trademarks Box PCT Washington, D.C. 20231 Facsimile No. (703) 305-3230		Authorized officer DON N. VO Telephone No. (703) 305-3230

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/US00/17087

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5,526,299 A (COIFMAN) 11 June 1996, abstract and figs. 1-22.	1-127

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I T, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, K E, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, C A, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, K E, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, R U, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW

(72)発明者 ロフハート, マーティン
アメリカ合衆国, メリーランド 20770,
グリーンベルト, グリーンウェイ センタ
ー ドライブ 7501, スイート 760, エ
クストリームスペクトラム, インコーポレ
イテッド

Fターム(参考) 5J064 AA01 BA16 BC04 BC06 BC16
BC18 BC21 BD02
5K022 EE02 EE14 EE21 EE31